NUMERO
7
LIRE 500

is the best!

PREAMPLIFICATORE STEREO PROFESSIONALE
Mod. C-22

Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 0,5 dB alla max. uscita
Distorsione: 0,02% da 20 a 20.000 Hz a 3 V d'uscita
Rumore: 85 dB sotto il livello d'uscita
Ingressi stereo: 9
Tensioni d'uscita: 2,5 V per l'amplificatore; 220 mV per la registrazione
Valvole impiegate: 6-12AX7 e 7 diodi al silicio
Alimentazione: 220 V 50 Hz

AMPLIFICATORE STEREO da 25 + 25 Watt
Mod. MC-225

Risposta di frequenza: 18 ÷ 60.000 Hz ad uscita normale fra 0 e —0,5 dB
Potenza d'uscita: monofonico 50 W. continui
Distorsione armonica: inferiore allo 0,5% ad uscita normale fra 20 e 20.000 Hz (garantita)
Distorsione di intermodulazione: inferiore allo 0,5% nelle frequenze comprese fra 20 e 20.000 Hz per una potenza di picco di 40 W. circa
Fruscio e rumore: migliore di 90 dB sotto al livello normale di uscita
Impedenza di uscita: da 4, 8, 16, 600 ohm, 25, 75 V
Alimentazione: 220 V 50 Hz

AMPLIFICATORE STEREO da 40 + 40 Watt
Mod. MC-240

Risposta di frequenza: 15-60.000 Hz —0,5 dB alla max. potenza
Potenza d'uscita: minima garantita 40 W per canale
Distorsione armonica e d'intermodulazione: minore del 0,5% a 40 Watt (garantita)
Rumore: —90 dB sotto il livello d'uscita
Uscite per altoparl.: doppie a 4, 8, 16, 125, 600 ohm, 25, 70 V
Valvole impiegate: 11
Alimentazione: 220 V 50 Hz

AMPLIFICATORE STEREO da 75 + 75 Watt
Mod. MC-275

Risposta di frequenza: 16 ÷ 60.000 Hz ad uscita normale fra 0 e —0,5 dB
Potenza d'uscita: 150 W in connessione mono
Distorsione armonica: inferiore allo 0,5% ad uscita normale fra 20 e 20.000 Hz (garantita)
Distorsione di intermodulazione: inferiore allo 0,5% nelle frequenze comprese fra 20 e 20.000 Hz per una potenza di picco di 150 W circa
Fruscio e Rumore: uguale o minore di 90 dB sotto l'uscita normale
Impedenza di uscita: 4, 8, 16, 32, 600 ohm, 25, 75 V
Alimentazione: 220 V 50 Hz

AGENTE GENERALE PER L'ITALIA

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

ANNO XXXVIII **7**

LUGLIO 1966 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Comitato di Redazione prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini

Consulente tecnico dott. ing. Alessandro Banfi

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione, Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **500** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **5.000**; estero L. **10.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. **50**, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

dott. ing. Alessandro Banfi

Nuovi orizzonti per la TV

Visitando recentemente una importante mostra elettronica londinese, sono rimasto colpito dal rapido espandersi in questi ultimi tempi di un servizio televisivo, del quale peraltro avevo già accennato in precedenza, in questa stessa sede.

Intendo riferirmi alla cosiddetta « filotelevisione » o « wird TV », come viene chiamata con termini anglosassoni.

Ed il fatto strano, o per lo meno curioso è che tale sistema di distribuzione di programmi TV, pur essendo già noto ed applicato in forma modesta in molte nazioni, abbia riscosso un indubbio notevole favore in Inghilterra, tale da far salire ad oltre un milione il numero degli attuali abbonati a questo servizio.

Non sarà inopportuno rammentare che tale sistema consiste in una rete in cavo coassiale che si irradia da un « posto » centrale in grado di generare dei programmi autonomi da uno o più « studi », o di ritrasmettere una parte dei normali programmi TV radiodiffusi.

Il principale vantaggio offerto dalla filotelevisione, si identifica con quello della già nota filodiffusione radiofonica: servizio particolarmente continuo, ad alto livello di qualità di immagini e suono, assenza totale di disturbi, possibilità di scelta selettiva fra 2 o 3 programmi dal vivo e pre-registrati.

Un servizio di questo genere è stato adottato da molti centri urbani di piccole e medie dimensioni (sino a 40.000 abitanti), mal serviti dalla radiotelevisione.

In modo particolare poi, a Londra, questo servizio si è integrato con la cosiddetta « Pay TV », cioè la televisione a pagamento che fornisce dei programmi speciali mediante il contributo di un gettone.

Questi programmi speciali consistono generalmente nella trasmissione di un film cinematografico di recente edizione ed in programmazione contemporaneamente nelle sale di 3ª o 4ª visione.

Il costo del gettone è all'incirca uguale a quello del biglietto d'ingresso al cinema ma col vantaggio dello spettacolo a domicilio e col godimento di tutta la famiglia.

Vi è attualmente in Inghilterra tutta una fioritura di industrie specializzate che si occupano della produzione degli speciali componenti ed apparati tutti transistorizzati per la posa e l'esercizio delle reti in cavo coassiale ed anche in cavo a coppie multiple di particolare formazione, nonchè degli speciali televisori da installazioni per lo più a noleggio presso gli utenti.

Mediante il pagamento di una modesta quota mensile (circa 1000 lire) l'utente fruisce di un servizio e di un'assistenza di grado veramente elevato e tale da giustificare l'appellativo di « supertelevisione ».

Con l'esempio inglese, il servizio della « filotelevisione » sta estendendosi anche in altre nazioni europee (Svizzera, Francia, Belgio e Olanda) tanto più che esso si presta in modo particolare per la TV a colori, molto sensibile alle anomalie derivanti dalla programmazione delle radio onde e dai disturbi parassitari. La trasmissione dei films a colori ne risulterà altresì avvantaggiata con evidente gradimento dei teleutenti.

Non rimane che augurarci che anche nel nostro Paese venga introdotto presto un servizio di « filodiffusione » gestito eventualmente da un'impresa consociata con la RAI che detiene l'esclusiva anche di tale servizio.

Antonio Colella

Grandezze analogiche e digitali

Analogico e digitale: ecco due parole che ricorrono sempre più frequentemente nel linguaggio tecnico attuale. Due concetti completamente posseduti da chi studia o progetta quanto attiene a questi due aspetti dell'elettronica, termini di significato ormai ovvio per loro. Ma probabilmente non altrettanto per chi agisce in campi diversi, pur se compresi nell'area della tecnica elettronica, oggi così vasta e differenziata, e nello stesso tempo dai confini tanto sfumati. L'articolo che segue ha l'obbiettivo di offrire una visione d'assieme dei due argomenti, toccando i principi e le applicazioni più rappresentative.

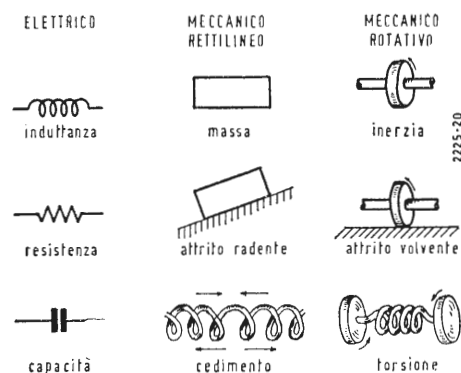



Fig. 1 - Analoghi elettrici e meccanici.

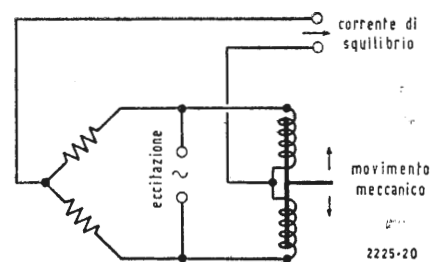



Fig. 2 - Trasformazione di una grandezza meccanica in una elettrica analogica mediante un trasduttore elettromeccanico.

1. - GRANDEZZE ANALOGICHE

Quando gli elementi che compongono due oggetti (o organismi o funzioni di organismi) corrispondono fra loro in aspetto, struttura e facoltà ad un grado tale che l'idea o l'azione dell'uno richiama l'idea o l'azione dell'altro, i due oggetti si dicono «analoghi». In fisica, biologia e linguistica «analogia» è dunque la relazione di somiglianza che accomuna fenomeni apparentemente disparati attraverso affinità delle loro caratteristiche.

Lo svolgimento di un fenomeno può essere descritto mediante una serie di espressioni matematiche che ne espongono le variabili. Esiste analogia quando le relazioni matematiche che descrivono l'andamento di due o più fenomeni si presentano nella stessa forma, sia per quanto riguarda il numero delle variabili sia per le operazioni matematiche eseguite per la loro espressione. Le variabili, o sistemi di variabili, fra le quali è stata verificata corrispondenza si chiamano allora «analoghi».

Una delle analogie più evidenti è quella che lega fra loro fenomeni elettrici e fenomeni meccanici. La resistenza, che inserita in un circuito elettrico indebolisce l'intensità della corrente, può essere paragonata in meccanica all'attrito. L'induttanza all'inerzia; la capacità alla elasticità (Fig. 1). Attrito, inerzia ed elasticità si dicono perciò «analoghi meccanici» quando vengono riferiti alla elettricità.

Ma se la relazione tra i fenomeni meccanici e quelli elettrici è apparsa evidente quando sono state confrontate le leggi che governano il loro compiersi, analogie, per così dire, artificiali si sono dovute creare quando, con l'evolversi della tecnica, sempre più frequentemente si è posto il problema di trasportare grandezze di diversa natura da una macchina all'altra. È così sorta la necessità di organizzare congegni capaci di tradurre movimenti fisici in variazioni di segnale elettrico analogo; e dall'altra parte della catena di trasmissione, di trasduttori simili, ma reciproci, che riportassero le variazioni del segnale elettrico a movimento fisico, o comunque ad una sua visualizzazione quantitativa.

Il metodo di trasformare un fenomeno fisico in una variazione continua di segnale elettrico, analogo al primo in ogni istante, è generalmente impiegato quando l'informazione da trasmettere cambi in maniera progressiva e, in una certa misura, prevedibile. Si presta bene quindi in telemetria. Per il controllo a distanza, per esempio, del livello d'invaso di una diga, del numero di giri di una turbina o del consumo di un carburante: dovunque cioè vi sia da trasmettere una grandezza a variazione relativamente nota ad una distanza non elevata.

Distanza non elevata, quando il segnale elettrico, sotto forma di variazione d'intensità di corrente o, più frequentemente, di frequenza, è avviato direttamente su di una linea di trasmissione. Ma che può diventare grande quando l'informazione è posta su di un'onda portante che si propaghi in un mezzo di trasmissione, come avviene nella comunicazione dei dati relativi alle condizioni di bordo o alle rilevazioni esterne che i satelliti artificiali inviano a terra durante il loro volo.

Naturalmente per questi impieghi il sistema di trasmissione è molto complesso, ed il segnale elettrico analogico che si ricava dalla prima trasformazione viene elaborato in maniera adatta prima di poter essere trasmesso alle stazioni di guida.

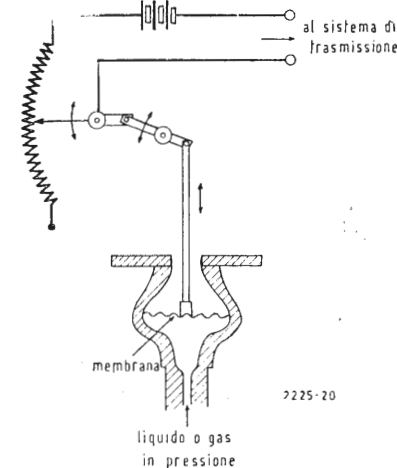



Fig. 3 - Principio di trasformazione di un movimento meccanico in variazione elettrica proporzionale mediante manometro a membrana.

Fig. 4 - Elementi che compongono un circuito multivibratore.

1.1. - Trasduttori

La struttura dei congegni di trasformazione assume gradi di complessità molto diversi a seconda del genere di trasformazione che si deve operare. Si dividono innanzitutto in due classi principali: quelli che trasformano una grandezza meccanica in una elettrica o viceversa (trasduttori elettromeccanici), e quelli che trasformano una grandezza elettrica in un'altra, elettrica anch'essa, ma di caratteristica diversa (trasduttori elettrici).

Un tipo di trasduttore usato per il controllo a distanza di grandezze fisiche, quali pressioni e vibrazioni, consiste in un ponte di Wheatstone avente per la prima coppia di bracci due resistori fissi e per l'altra coppia due induttori a nucleo di ferro (Fig. 2). Il movimento meccanico viene applicato al nucleo degli induttori che, deformandosi, sbilanciano il ponte: ne consegue che ai suoi estremi si verifica una corrente di squilibrio proporzionale al grado di deformazione impresso ai nuclei. Tale corrente viene portata ad uno strumento indicatore il cui quadrante può essere tarato direttamente in unità di misura relative alla grandezza che si sta controllando, oppure avviata ad un sistema di trasmissione a distanza. Questo è un esempio di trasduttore elettromeccanico.

Le misure di pressione possono anche essere condotte trasformando in grandezza elettrica l'entità di pressione presente per unità di superficie. A seconda delle condizioni (valore stesso della pressione, temperatura e caratteristiche meccaniche) il trasduttore adatto a portare la grandezza da fisica ad elettrica sarà una lastrina di quarzo (trasduttore piezoelettrico) o un sistema combinato, con una valvola a pistone, o membrana deformabile, e resistore variabile (Fig. 3).

Per la misura di flessione o di trazione si impiegano altri due tipi di trasduttori. Nel primo si utilizza la variazione di resistenza elettrica in un conduttore al variare della sua sezione. Si fissa per esempio saldamente un filo conduttore (o una sezione di circuito stampato) al pezzo di cui si intende controllare la flessione; quando questa ha luogo, si verifica contemporaneamente uno stiramento del filo, con conseguente riduzione di sezione ed aumento di resistenza proporzionale all'entità dell'azione meccanica. Nel secondo sistema l'elemento sensibile è costituito da una bobina facente parte di un circuito oscillante. Il movimento meccanico è applicato al nucleo della bobina in maniera tale da farne variare l'intraferro. Questo influisce sull'induttanza della bobina e cambia di conseguenza la frequenza dell'oscillatore.

Trasduttore (elettroacustico) è infine un altoparlante, che trasforma un segnale elettrico in uno, analogo, acustico; e trasduttore è la testina fonografica che, all'inizio del processo, converte in energia elettrica le vibrazioni meccaniche impresse alla puntina dal solco del disco.

I trasduttori elettrici si incontrano quando il segnale analogico viene avviato su supporti di trasmissione per la comunicazione a distanza. Alla prima trasformazione, da meccanica ad elettrica, ne seguono altre (variazione di frequenza intorno ad un dato valore, oppure di fase, o anche di ampiezza o posizione di impulsi nel tempo), che consentono l'allocazione di una o più informazioni sullo stesso canale, a sua volta trasmesso a distanza mediante un ponte radio o una linea metallica.

1.2. - Il calcolo analogico

Nei calcolatori analogici le relazioni matematiche che esprimono le variabili di un andamento dinamico possono essere trasformate in analoghe grandezze elettriche (tensioni, correnti, angoli di fase) e queste aggiunte, sottratte, differenziate reciprocamente.

Combinando fra loro tali relazioni è possibile simulare in laboratorio, in modo reale, problemi complessi, e studiarne le soluzioni al variare dei singoli parametri fisici.

Il calcolatore analogico consente che il processo di calcolo o di elaborazione dati avvenga contemporaneamente allo svolgimento del processo fisico. Questa capacità è stata determinante nel meraviglioso progresso che la navigazione spaziale ha visto negli ultimi anni, permettendo in fase di progetto l'esecuzione dei calcoli delle traiettorie, e poi la realizzazione di macchine elettroniche capaci di controllare in continuità la rotta reale del veicolo in volo rispetto a quella calcolata, segnalarne le differenze e dedurre le azioni necessarie a correggerle.

Ma quello della navigazione aerea, dal simulatore per l'addestramento al volo fino al missile, non è il solo ramo della scienza ad aver tratto impulso decisivo dal calcolo analogico, anche se è quello che ha dato i risultati più impressionanti e più densi di supposizioni sull'avvenire dell'uomo. Altre branche hanno potuto perfezionarsi al di là di ogni previsione, come ad esempio quella della ricerca chimica e dei relativi processi di sintesi.

L'elaborazione delle grandezze elettriche, corrispondenti alle relazioni matematiche del processo fisico, avviene in circuiti e componenti di natura convenzionale, quali amplificatori, integratori, moltiplicatori, generatori di funzioni, risolutori, interruttori. Le grandezze elettriche che percorrono gli stadi della macchina possono non essere necessariamente proporzionali in modo lineare al processo fisico che rappresentano, ma seguirlo con una legge

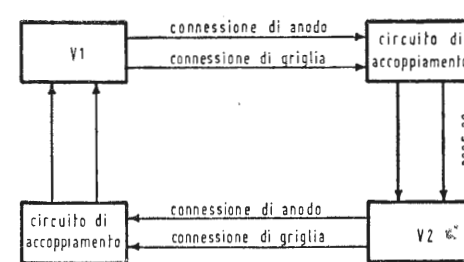
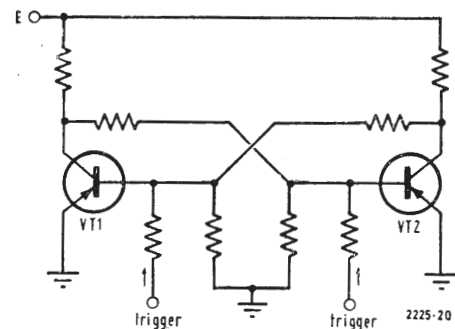



Fig. 6 - Bistabile Eccles-Jordan a transistori.

diversa. Sul regolo calcolatore (esempio elementare di calcolatore analogico) le moltiplicazioni e le divisioni si eseguono infatti sommando o sottraendo segmenti, proporzionandoli con la legge logaritmica ai fattori aritmetici. Un calcolatore analogico può essere considerato distinto in tre parti principali: parte meccanica, parte di memoria e parte di calcolo. La parte meccanica è adibita a leggere le istruzioni di calcolo, che vengono impartite alla macchina mediante schede o nastri perforati; la parte di memoria immagazzina i coefficienti che devono essere computati in modo ripetitivo o che devono essere ciclicamente comparati ad altri in arrivo, cioè il programma di sviluppo delle operazioni; nella parte di calcolo ha luogo il vero e proprio svolgimento dei problemi matematici che la macchina è chiamata a risolvere. Quest'ultima parte è in genere composta da pannelli intercambiabili, ciascuno progettato per risolvere in modo particolare un certo ordine di problemi.

2. - GRANDEZZE DIGITALI

L'espressione « digitale » si riferisce genericamente a quella tecnica mediante la quale un'informazione elettrica a variazione continua viene trasformata in treni d'impulsi. Gli impulsi accolgono l'informazione attraverso la variazione di uno o più dei loro parametri, percorrono il processo di trasmissione o di elaborazione e, decodificati, la restituiscono nella forma iniziale al punto d'arrivo, dove spesso viene presentata mediante esposizione numerica.

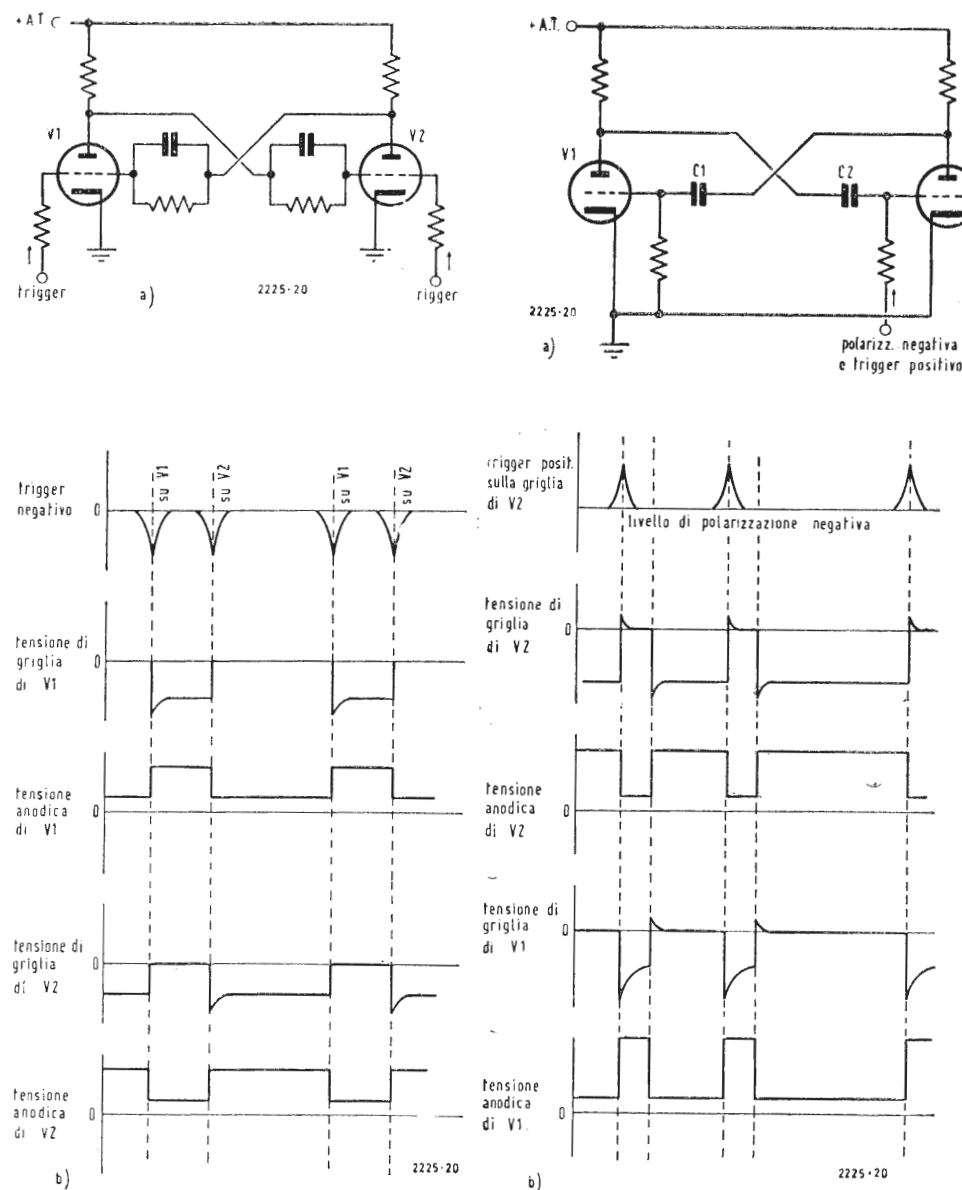



Fig. 5 - *a*) Schema semplificato di multivibratore Eccles-Jordan, o « flip-flop ». *b*) Forme d'onda agli elettrodi delle due valvole.

Fig. 7 - *a*) Multivibratore monostabile accoppiato in alternata. *b*) Forme d'onda agli elettrodi delle due valvole.

Le condizioni essenziali esistenti nei circuiti ove si operi con tecnica digitale sono soltanto due: « presenza » o « assenza » di impulso. Sistemi digitali possono oggi dirsi per esempio anche le prime trasmissioni telegrafiche su filo, dove il messaggio veniva portato a distanza mediante impulsi di corrente: brevi per i punti, lunghi per le linee.

La codificazione in impulsi si dimostra particolarmente adatta quando l'informazione deve essere trasmessa a grande distanza, specie se su supporti che sovrappongono al segnale utile una quota gravosa di rumore proprio e disturbi esterni. La trasmissione dell'informazione in forma analogica è infatti più vulnerabile sotto questo aspetto, perchè prevede un segnale presente in continuità sulla linea, essendo l'informazione contenuta nell'alternarsi dello spostamento di questo segnale intorno ad un valore di riferimento. La rivelazione in ricezione può diventare incerta, potendo, l'informazione, essere sommersa o alterata da questi afferenti indesiderati. Un altro vantaggio, sempre restando nel campo della trasmissione a distanza delle informazioni, è che a parità di banda può essere trasmesso un numero maggiore di informazioni.

Alla base della tecnica digitale vi è la generazione degli impulsi, i quali trasportano l'informazione mediante la loro aggregazione in codice. Può quindi risultare utile richiamare brevemente alla memoria i circuiti per la formazione delle tensioni impulsive. Dopo di che accenneremo ai principi che presiedono all'impiego degli impulsi in tre rami che si avvalgono di questa tecnica: quello del calcolo, degli strumenti di misura e delle comunicazioni a distanza.

2.1. - Generatori d'impulsi

Multivibratori

I principali gruppi da cui discendono i diversi tipi di generatori d'impulsi impiegati nella tecnica digitale sono i multivibratori e gli oscillatori bloccati.

I multivibratori sono circuiti a due sezioni connesse in modo che l'uscita di una di esse determina lo stato dell'altra. Ciascuna delle due sezioni è formata da una valvola (o transistore) con relativo circuito associato, e costituisce sostanzialmente un amplificatore accoppiato a resistenza e capacità. L'anodo della prima valvola è collegato alla griglia della seconda, e la griglia della seconda con l'anodo della prima, così che il grado di conduzione di ciascun tubo è subordinato a quello presente nell'altro stadio (Fig. 4).

La frequenza di passaggio da uno stato all'altro può essere determinata dalle costanti proprie del circuito o da un segnale esterno di sincronismo; nel primo caso il multivibratore si dice « libero », nel secondo « comandato ». La suscettibilità del circuito così composto a permanere indifferentemente in uno dei due stati, o a tornare ad uno solo di essi quando è cessata l'azione che ha provocato lo scambio, fa inoltre distinguere i multivibratori in « bistabili », « monostabili » ed « astabili ».

I bistabili (o « flip-flop ») hanno due condizioni ferme: esse permangono indifferentemente fino a che un trigger esterno non interviene a scambiarle. Un classico bistabile è l'Eccles-Jordan (Figg. 5*a* e 6), dove le due condizioni di funzionamento, nel caso per esempio di circuiti a valvole, consistono in V_1 attiva e V_2 interdetta, e successivamente V_1 interdetta e V_2 attiva. Lo scambio si ottiene con l'applicazione di un picco negativo alla griglia di una delle valvole, V_1 per esempio, che riduce la corrente di conduzione e di conseguenza eleva il positivo di placca. Questo positivo, portato in griglia di V_2 ne aumenta invece la corrente, il che produce un abbassamento della sua tensione di placca che, a sua volta, riportata in griglia di V_1, contribuisce a ridurne ulteriormente la corrente. Il fenomeno così si esalta nel tempo, fino al punto in cui V_1 è completamente interdetta e V_2 in conduzione piena. Le forme d'onda che si instaurano ai capi degli elettrodi, considerando due scambi di stato, sono quelle riportate in Fig. 5*b*). Le due inversioni, necessarie per la creazione di ciascun impulso, richiedono conseguentemente l'applicazione di due trigger dall'esterno, la distanza fra i quali determina la durata dell'impulso stesso. Questo tipo di multivibratore trova largo impiego nei circuiti di conteggio numerico e viene perciò anche chiamato « contatore binario » (scale of two).

I multivibratori monostabili hanno un solo stato stabile di funzionamento, nel quale restano fino a quando un impulso dall'esterno li obbliga a passare all'altra condizione, che è metastabile. Il circuito ritorna allo stato originario dopo un certo periodo di tempo. La azione può essere ottenuta polarizzando la griglia di una delle due valvole in modo da tenerla all'interdizione, fino a che un segnale positivo, applicato dall'esterno, la porta alla conduzione. Nello schema di Fig. 7*a*) la condizione stabile di funzionamento è con V_1 in conduzione e V_2 interdetta. Quando alla griglia di V_2 si adduce un trigger positivo, la valvola conduce, la sua tensione anodica si abbassa e in griglia di V_1 si presenta una tensione più negativa attraverso la carica del condensatore C_1. La conduzione in V_1

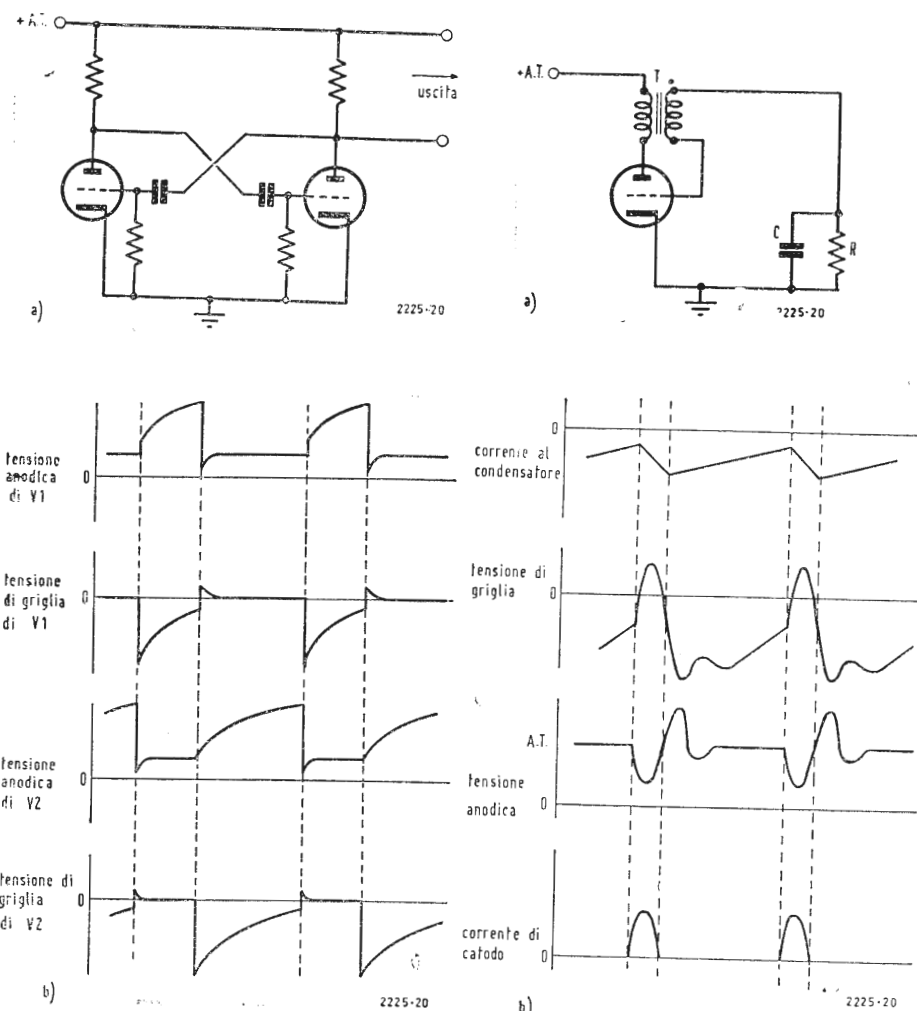



Fig. 8 - *a*) Multivibratore astabile. *b*) Forme d'onda agli elettrodi delle due valvole di un astabile.

Fig. 11 - *a*) Circuito tipico di oscillatore bloccato. *b*) Forme d'onda.

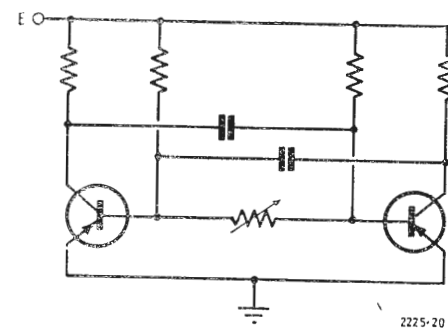



Fig. 9 - Multivibratore astabile a transistori, a variazione di frequenza mediante regolazione della resistenza di accoppiamento.

allora si riduce, e sul suo anodo il positivo aumenta, così come mostra il diagramma delle forme d'onda di Fig. 7*b*). Frattanto il trigger che aveva temporaneamente annullata la polarizzazione negativa di V_2 è trascorso, la carica negativa di C_1 si esaurisce attraverso la sua resistenza e si ripristina così la condizione stabile di V_1 conducente e V_2 all'interdizione.

Nei multivibratori astabili lo scambio avviene per autotriggeramento. Essi, nella loro realizzazione di principio, non richiedono un segnale esterno, e pertanto vengono anche chiamati « multivibratori liberi ». Il circuito fondamentale è quello di Fig. 8*a*); nessuna polarizzazione di catodo o fissa dall'esterno viene usata. Consiste anche esso in due amplificatori accoppiati a resistenza e capacità, in cui si stabilisce un regime di oscillazione se il guadagno totale è maggiore di 1. Le forme d'onda relative sono riportate in Fig. 8*b*).

Un generatore così realizzato ha però scarsa utilità pratica, perchè la sua frequenza di oscillazione è determinata dalle costanti proprie del circuito (e quindi può essere una sola), e perchè tale frequenza presenta accentuate caratteristiche di instabilità. Poichè la frequenza di oscillazione è determinata dai valori di R e di C che accoppiano i due amplificatori, è possibile modificarla intervenendo su uno di questi due valori. Per esempio effettuando l'accoppiamento mediante una serie di condensatori di valore diversi, inseribili di volta in volta mediante un commutatore, oppure rendendo variabili i resistori di griglia o tutti e due i componenti assieme. Un esempio per ottenere variazioni di frequenza in un circuito a transistori è quello di Fig. 9.

L'instabilità di frequenza è il secondo inconveniente insito in questo multivibratore. Si compensa cadenzando l'oscillazione propria del circuito con un sincronismo esterno. Le forme d'onda di Fig. 10 spiegano l'azione del segnale di sincronismo, che viene applicato alla griglia di una delle due valvole. Gli impulsi positivi di trigger che si presentano durante il periodo di conduzione della valvola, quando cioè la sua griglia è giá positiva, non provocano alcun effetto; ed è il caso del primo impulso nella figura. Il secondo impulso interviene quando la valvola è interdetta, e il suo livello non è sufficiente a vincere il potenziale negativo di griglia. Il terzo impulso però ha luogo quando il potenziale negativo di griglia è a livello più basso di quanto non lo fosse con il precedente. Riesce a sorpassarlo, per cui porta la valvola alla conduzione in un periodo di tempo più breve di quanto non avverrebbe se l'oscillazione dipendesse solo dai parametri del circuito. L'oscillatore dunque non è più « libero », ma « comandato ». Comandato dal sincronismo che viene applicato alla griglia di una delle sue valvole. La frequenza del sincronismo potrà avere valori diversi; ma produrranno l'effetto di comando soltanto quegli impulsi che si verificheranno quando il valore del negativo di griglia potrà essere annullato dal valore positivo di uno di essi. Il circuito può essere utilizzato perciò anche quale divisore di frequenza. Nella Fig. 10, per esempio, ogni tre impulsi di sincronismo si ottiene un bloccaggio del multivibratore: cioè un divisore per tre.

Il termine « multivibratore » deriva dalla capacità che hanno questi circuiti di generare un elevatissimo numero di armoniche. Questa capacità è utilizzata in molte realizzazioni elettroniche; fra queste un particolare tipo di calcolatore, dove le operazioni matematiche vengono appunto eseguite mediante la generazione e la selezione di tali armoniche.

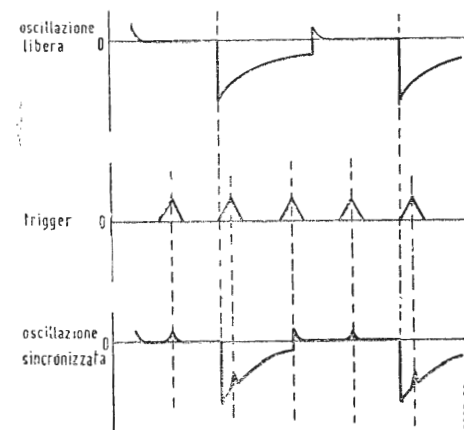



Fig. 10 - Sincronizzazione di un multivibratore astabile. Forme d'onda sulla griglia di una delle due valvole.

2.2 - Oscillatori a rilassamento

Sono circuiti per la generazione di forme d'onda non sinusoidali mediante la carica graduale e la scarica rapida di un condensatore o di un induttore. La frequenza di rilassamento è determinata dai parametri propri del circuito o da un segnale di sincronismo esterno. In questa classe di generatori sono largamente usati gli oscillatori bloccati, adatti in modo particolare alla generazione di onde a dente di sega e di impulsi molto brevi.

Gli oscillatori bloccati consistono in un amplificatore (generalmente a stadio unico) la cui uscita viene riportata al suo stesso ingresso. Se adoperati per la generazione di impulsi, la circuitazione tipica è quella di Fig. 11*a*) e l'andamento delle forme d'onda quello di Fig. 11*b*). Durante il funzionamento, il condensatore C si carica attraverso la resistenza R in un tempo dipendente dai valori dei due componenti. Raggiunto un determinato livello di carica, il condensatore si scarica attraverso la valvola, provocando un rapido abbassamento della tensione anodica. L'impulso negativo viene riportato in griglia, invertito di fase, mediante il trasformatore T, il che provoca un innalzamento del positivo di griglia, un aumento di conduttività e conseguente accelerazione della scarica del condensatore. Quando la corrente di scarica del condensatore diminuisce di intensità, si verifica una sequenza di avvenimenti elettrici opposta a quella precedente (cioè aumento del negativo di griglia e aumento del positivo di piacca); la conduzione nel tubo si interrompe pertanto bruscamente.

La sostituzione delle valvole con transistori ha consentito di ottenere oscillatori bloccati più semplici, con impedenza d'ingresso bassa e con elevato rendimento. Gli impulsi generati sono inoltre più stabili in durata. Anche qui, come nel circuito a valvole, le due condizioni di funzionamento sono: transistore interdetto e transistore saturato. Lo stato stabile del circuito corrisponde a transistore interdetto. Quando interviene un impulso di comando il circuito entra nella fase di commutazione, la quale ha termine quando il transistore è saturato. Questa condizione, chiamata metastabile, permane fino a quando il guadagno di spira diventa maggiore di 1. Allora le due condizioni si invertono e l'oscillazione si compie con il ritorno all'interdizione del transistore.

La circuitazione degli oscillatori bloccati a transistori è molto varia, ma discende sostanzialmente da due versioni fondamentali: oscillatori con reazione collettore-base e oscillatori con reazione collettore-emettitore, con controllo rispettivamente di base o di emettitore (Figg. 12*a*, *b*, *c*, *d*).

2.3. - Altri generatori d'impulsi

Nel gruppo dei generatori d'impulsi rientra anche il circuito di Schmitt (Fig. 13*a*). In realtà, più che un generatore d'impulsi, esso è un limitatore polarizzato, dal quale si ottiene una forma d'onda quadra di durata corrispondente al tempo in cui un segnale sinusoidale esterno di eccitazione supera un dato livello. Come si verifica in un bistabile, anche in questo circuito una delle due valvole è in conduzione mentre l'altra è interdetta; lo stato di conduzione o interdizione è determinato dall'alternarsi delle polarità presenti nel segnale d'ingresso. Quando questo segnale supera la polarizzazione di griglia fissata mediante il potenziometro RV_1 e il circuito che lo precede, V_1 conduce e pone all'interdizione V_2; nell'istante in cui l'alternanza positiva d'ingresso scende al di sotto del livello di polarizzazione, e per tutto il periodo di alternanza negativa, la conduzione in V_1 cessa, men-

tre diventa conduttiva V_2. La forma d'onda d'uscita viene prelevata sull'anodo di V_2. L'accoppiamento tra l'anodo e la griglia dei due stadi è ottenuto mediante il gruppetto R-CV_1; quest'ultimo viene regolato per la miglior risposta in frequenza dell'oscillatore e il miglior tempo di salita dell'onda quadra.

3. - IL CODICE E IL CALCOLO BINARIO

Ricordati i sistemi basilari per la generazione delle tensioni impulsive, passiamo al compito che i gruppi di impulsi, nelle loro composizioni particolari, hanno nella rappresentazione e nella elaborazione delle informazioni. In queste operazioni la sostituzione della numerazione decimale, che ci è naturale, con quella binaria, insolita ma non meno logica, gioca un ruolo importante.

Anche se la numerazione decimale costituisce il sistema universalmente adottato nella società civile per contare un assieme di oggetti od eventi immaginati, altri sistemi sono stati con uguale efficacia usati dall'umanità attraverso i tempi. (Ancora oggi, del resto, sistemi diversi dal decimale sono impiegati nella suddivisione delle unità base monetarie, o di peso o di misura, in alcuni importanti paesi. E innumerevoli sono inoltre le entità non decimali di frazionamento delle superfici, specialmente agricole, all'interno delle stesse nazioni).

La maggior parte di questi sistemi ha avuto origine dal paragone fra gli arti del corpo umano e la quantità di oggetti che si intendeva esprimere, oppure tra questi ultimi e gli attrezzi che si adoperavano per misurarli o pesarli. La numerazione a gruppi di due (binaria) proveniva dal paragone con le braccia; a gruppi di quattro (quaternaria) dalle dita della mano, con il pollice libero per contarle; a gruppi di cinque (quinaria) da tutte le dita della mano; a gruppi di dieci (decimale) dalle dita di entrambe le mani; di dodici (duodecimale) dalle falangi di quattro dita di una mano, con il pollice libero per contarle; di quattordici (quaterdenaria) da tutte le falangi di una mano; di venti (vigesimale) dalla somma delle dita delle mani e dei piedi. Data l'importanza strumentale della mano, il sistema che si affermò fra tutti fu quello avente come base dieci: entrambe le mani. E si diceva allora una mano, due mani, tre mani, e così via.

Con l'avanzare della civiltà e col progredire impetuoso della scienza, l'interpretazione dei fenomeni naturali richiese analisi matematiche sempre più complesse, che la mente umana, pur possedendo le facoltà per impostarle in modo intelligente e per associarne logicamente i risultati, riusciva sempre più a fatica a svolgere in tempo utile. Ai tempi d'oggi, poi, l'indagine matematica è giunta a livelli così ardui che la scienza ha dovuto creare macchine capaci di eseguire calcoli che avrebbero altrimenti impegnato i ricercatori per periodi lunghissimi, anche se assistiti da mezzi elettromeccanici. Ora, non essendo più l'uomo ad essere direttamente chiamato in causa con i suoi mezzi naturali per lo sviluppo di questi calcoli, e non avendo, ovviamente, la macchina attitudini proprie, era possibile usare un sistema di numerazione differente dal decimale che, se per l'uomo è più semplice perchè discende dalla sua stessa natura, risulta estremamente più complesso quando è preso a base del criterio di funzionamento di una macchina da calcolo di ordine superiore. Per esempio il sistema binario.

Abbiamo detto che gli schemi per rappresentare entità numeriche, intese come sequenze di cifre, possono essere «binari», «ternari», «quaternari» eccetera, e si intendeva dire con questo che ciascuna cifra componente il numero è da interpretare come coefficiente delle potenze successive di un intero chiamato «base» del sistema. Perciò gli schemi di cui prima possono anche essere detti «in base 2», «in base 3», «in base 4» e così via([1]). Nel

(1) Si richiamano, per comodità del lettore, le regole matematiche che governano il calcolo con le potenze.

1) La potenza è il prodotto di tanti fattori uguali ad un numero che si chiama base, mentre il numero dei fattori stessi si chiama esponente.

2) Il prodotto di due potenze aventi la stessa base e diverso esponente è una potenza avente per base la stessa base e per esponente la somma degli esponenti. Ossia $a^m \cdot a^n = a^{m+n}$.

3) Il quoziente di due potenze aventi la stessa base e diverso esponente è una potenza avente per base la stessa base e per esponente la differenza degli esponenti. Ossia $a^m/a^n = a^{m-n}$.

4) Qualsiasi numero elevato alla potenza 0 è uguale a 1.

5) Qualsiasi numero elevato alla potenza 1 è uguale al numero stesso.

6) La potenza di una potenza è una potenza avente per base la stessa base e per esponente il prodotto degli esponenti. Ossia $(a^m)^n = a^{mn}$.

7) Il prodotto o il quoziente fra due basi elevato a potenza si può trasformare in prodotto o quoziente fra le stesse basi, ciascuna elevata alla stessa potenza (proprietà distributiva). Ossia $(a \cdot b)^n = a^n \cdot b^n$; oppure $(a/b)^n = a^n/b^n$. La proprietà distributiva non esiste per la somma e la differenza.

8) Una potenza con esponente negativo è uguale al reciproco della base con lo stesso esponente ma positivo. Ossia $a^{-n} = 1/a^n$. Le operazioni con esponenti negativi seguono le stesse regole fondamentali delle potenze con esponente positivo. E perciò:
per le moltiplicazioni, $a^{-n} \cdot a^{-m} = a^{-n-m} = a^{-(n+m)}$; per i quozienti, $a^{-n}/a^{-m} = a^{-n-(-m)} = a^{-n+m}$; per la potenza di potenza, $(a^{-n})^{-m} = a^{(-n)(-m)} = a^{nm}$.

Fig. 12 - Versioni fondamentali degli oscillatori bloccati. *a)* con reazione collettore - base e controllo di base; *b)* con reazione collettore-base e controllo di emettitore; *c)* con reazione collettore-emettitore e controllo di emettitore; *d)* con reazione collettore-emettitore e controllo di base.

Tab. 1 - Rappresentazione dei numeri secondo le potenze di 2.

decimale	potenze di 2 (binario)						
	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
0							0
1							1
2						1	0
3						1	1
4					1	0	0
5					1	0	1
6					1	1	0
7					1	1	1
8				1	0	0	0
9				1	0	0	1
10				1	0	1	0
11				1	0	1	1
12				1	1	0	0
13				1	1	0	1
14				1	1	1	0
15				1	1	1	1
16			1	0	0	0	0
20			1	0	1	0	0
30			1	1	1	1	0
32		1	0	0	0	0	0
40		1	0	1	0	0	0
50		1	1	0	0	1	0
64	1	0	0	0	0	0	0
100	1	1	0	0	1	0	0

2225-20

sistema decimale ciascuna cifra è posta in relazione alle potenze successive in base 10. Nel sistema binario ciascuna cifra successiva è valutata come coefficiente delle potenze successive in base 2. Posta la sequenza delle potenze in base 2 (2^0 - 2^1 - 2^2 - 2^3 - ecc.) è possibile trasformare qualsiasi numero decimale in numero binario, considerando quelle potenze di 2 la cui somma equivale al numero decimale che si vuol rappresentare. Si osservi la tabella 1, dove sul lato sinistro sono stati riportati dei numeri decimali, e sul lato destro i corrispondenti numeri binari. Ciascun numero binario appare composto da una sequenza di 1 e di 0; la cifra 1 indica che la potenza di 2 corrispondente a quella posizione viene conteggiata, lo zero dice che quella potenza non viene conteggiata. Il numero decimale 5, per esempio, corrisponde al numero binario 101. Perchè:

$101 = 2^2 + 0 + 2^0 = 4 + 0 + 1 = 5$

ed ancora:

$50 = 110010 = 2^5 + 2^4 + 0 + 0 + 2^1 + 0 = 32 + 16 + 0 + 0 + 2 + 0 = 50$

Più propriamente, allora, si può dire che trasformare un numero decimale in numero binario significa scomporre il numero considerato nella sommatoria delle potenze di 2.

È 2 la base nella numerazione binaria come lo è 10 in quella decimale. Infatti passando, nella numerazione decimale, da un multiplo all'altro della base, si aggiunge uno zero: 10 - 100 - 1000, eccetera. Così avviene anche in quella binaria: passando da un valore di base ad un suo multiplo si aggiunge uno zero: 2 = 10; 4 = 100; 8 = 1000, eccetera.

Qualsiasi calcolo può essere eseguito «su queste due dita», con le stesse possibilità di quando si adopera il sistema decimale, ma in maniera più elementare. Tutto il calcolo si basa su pochi assiomi, e fra questi: nella somma, $0 + 0 = 0$, $1 + 0 = 1$ e $1 + 1 = 10$; nella moltiplicazione, $0 \cdot 0 = 0$, $1 \cdot 1 = 1$ e $1 \cdot 0 = 0$. Esempio di addizione:

decimale: $15 + 32 = 47$ Binaria: $1111 + 100000 = 101111$ che equivale a $2^5 + 0 + 2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0 = 32 + 0 + 8 + 4 + 2 + 1 = 47$.

Esempio di moltiplicazione:

$9 \cdot 3 = 27$ $1001 \cdot 11 = 11011$

che equivale a $2^4 + 2^3 + 0 + 2^1 + 2^0 = 16 + 8 + 0 + 2 + 1 = 27$.

Il segno di divisione tra interi e frazionari è usato come nella numerazione decimale si usa dividere gli interi dai sottomultipli. Solo che mentre nella decimale i sottomultipli sono intesi come frazionari della base 10 (1/10, 1/100, 1/1000 ed oltre), in quella binaria essi costituiscono frazionari della base 2. Così ad esempio il binario 11011,110 corrisponde al decimale $2^4 + 2^3 + 0 + 2^1 + 2^0 + 2^{-1} + 2^{-2} + 0 = 16 + 8 + 0 + 2 + 1 + 1/2 + 1/4 + 0 = 27\ 3/4 = 27{,}75$.

Il calcolo mediante la numerazione binaria è tanto più semplice di quello con la numerazione decimale, ma più lungo. Il sistema binario ha motivo di essere solo in quanto si attaglia bene ai circuiti logici e di memoria dei calcolatori elettronici digitali, formati da cellule in grado di riconoscere due sole condizioni elettriche. Esso risulta vantaggioso solo in quanto il calcolatore può condurre i conteggi con una velocità estremamente elevata, tale da rendere del tutto trascurabile che una moltiplicazione, per esempio, venga eseguita moltiplicando effettivamente cifra per cifra di ciascun numero oppure addizionando semplicemente tante volte la cifra 2 fino a raggiungere il prodotto finale. Nei calcolatori elettronici digitali binari infatti la moltiplicazione avviene per addizioni successive, e la divisione per sottrazioni successive.

Mentre il calcolo analogico consente di avere un «modello vivo» di procedimento matematico, capace di simulare un controllo dinamico in tutte le sue funzioni, il calcolatore digitale si presta maggiormente all'analisi numerica e alla preparazione degli stessi programmi di calcolo. Il primo dunque soccorre nello studio di problemi complessi quali, come è stato detto, la navigazione spaziale, che comporta la risoluzione di formidabili equazioni differenziali; il secondo alla risoluzione di lunghi e precisi calcoli separati. La macchina analogica ha migliori doti di discernimento; essa richiama più da vicino il modello associativo del cervello umano, pur essendogli infinitamente inferiore. Quella puramente digitale è concettualmente più elementare, ma proprio per questo può essere organizzata in modo da farle svolgere operazioni enormemente lunghe, contando su risultati di grande precisione. Computare degli impulsi è certo tecnicamente più semplice che sommare o sottrarre tra loro delle tensioni.

La tecnica impulsiva offre però ai calcolatori digitali alcuni notevoli punti di vantaggio rispetto agli analogici, quali ad esempio maggiori capacità mnemoniche, la possibilità di leggere le istruzioni di calcolo da nastri o tamburi magnetici e l'abilità a modificare automaticamente tali istruzioni. Questo comporta una certa idoneità alle decisioni autonome, tanto spiccata e sorprendente quanto più il ramo della tecnica elettronica che li riguarda progredisce. Un ulteriore decisivo perfezionamento è stato ottenuto nel riuscire a fornire alla macchina istruzioni non solo in forma numerica, ma anche mediante lettere alfabetiche, simboli e notazioni algebriche, ottenendo così, oltre alla velocissima prestazione aritmetica, servizi di carattere intellettivo più evoluti. Con queste macchine è possibile oggi «comunicare», purchè

Fig. 13 - *a*) Circuito di Schmitt; *b*) forme d'onda.

Fig. 14 - Schema di principio di un contatore elettronico digitale.

si usi il loro linguaggio; esse leggono, scrivono, ricordano, paragonano. Se le analogiche richiamano, anche se alla lontana, il modello di intelligenza umana per quanto riguarda il procedimento con il quale risolvono un problema, quelle digitali danno esiti ancora più imponenti per le elaborazioni complesse che si riesce ad ottenere partendo da dati elementari.

Si è accennato ai calcolatori elettronici digitali perchè essi costituiscono la famiglia più rappresentativa fra i sistemi la cui realizzazione è stata resa possibile dallo sviluppo della tecnica impulsiva. L'argomento « calcolatori », siano essi digitali o analogici, è in realtà cosa assai complessa e decisamente fuori dallo scopo del presente articolo, che lo ha toccato, per i digitali, solo per quell'aspetto riguardante il « sistema binario », dove, fra essi, questo codice venga impiegato.

4. - GLI STRUMENTI DIGITALI

Nel settore degli strumenti di misura l'espressione « digitale » viene innanzitutto usata per quegli apparecchi dove il valore in misura è presentato in forma numerica anzichè in forma analogica, con relativa scala graduata e indice. La presentazione numerica si accompagna poi generalmente a circuitazioni di tipo impulsivo. Tenendo conto del solo primo aspetto, gli apparecchi a presentazione numerica non possono dirsi una novità: il ponte a decadi, tra gli strumenti di misura uno dei più anziani, già offriva una lettura numerica diretta dell'incognita; lo stesso contatore di assorbimento di potenza offriva da tempo nelle nostre abitazioni la presenza di un misuratore digitale. Ma in effetti, per presentazione digitale, si intende oggi solo quella presentazione di valori ottenuta mediante tubi a neon con catodi filiformi sagomati a cifra, oppure con lampade numeriche a proiezione.

Il primo strumento di misura ad essere trasformato in digitale è stato il frequenzimetro. La tecnica digitale, insieme all'impiego dei componenti allo stato solido e al criterio della suddivisione modulare dei circuiti, ha reso possibile uno straordinario ampliamento delle facoltà di questo strumento, consentendogli la misura non solo delle frequenze ma anche dei tempi assoluti, del periodo di una grandezza alternata, della durata di un evento elettrico, della distanza fra due eventi e di una quantità di altre funzioni di conteggio e anche di calcolo.

Il principio di funzionamento di un frequenzimetro-contatore digitale è basato sul conteggio, in un tempo noto, degli eventi elettrici che vengono applicati allo strumento. Il tempo durante il quale lo strumento li conteggia è fissato da uno standard interno di frequenza, il quale abilita i circuiti al conteggio entro uno spazio di tempo predisposto dall'operatore. Se l'abilitazione al conteggio (gate) è fissata per un tempo di 1 secondo, il contatore mostrerà il numero di eventi che ha avuto luogo in questo periodo, cioè i cicli al secondo, cioè gli Hz. Se l'abilitazione è portata ad 1/10 di secondo sul contatore si leggerà in decine di Hz, se portato ad 1/100 di secondo si leggerà in centinaia di Hz e così via. Se invece l'abilitazione è mantenuta per 10 secondi si potranno leggere i decimi di Hz, e se mantenuta per 100 secondi i centesimi di Hz. Nelle misure di tempi, anzichè leggere il numero di eventi che si verificano tra l'inizio e la fine dell'abilitazione, si leggono gli impulsi generati dallo stesso standard interno per un periodo di tempo corrispondente a quello compreso fra i due eventi esterni. In questo caso l'abilitazione e il susseguente blocco del conteggio sono provocati dal segnale d'ingresso, e sul contatore appaiono le frazioni di secondo che sono trascorse tra i due eventi.

Si può considerare un contatore digitale come composto da quattro parti principali (Fig. 14): il circuito della base dei tempi, comprendente lo standard di frequenza; il circuito di abilitazione (o gate) che determina il tempo d'inizio e di fine del conteggio ed al quale giunge il segnale in misura; le decadi di conteggio, con il convertitore binario-decimale e le lampade numeriche; il circuito di ripristino (o reset) per riportare a zero le decadi dopo ogni conteggio.

Il segnale d'ingresso può avere una qualsiasi forma d'onda (purchè ripetitivo nelle misure di frequenze). Ciascuna alternanza viene trasformata in impulso, in modo che ai circuiti di conteggio si presenti solo una serie di impulsi, di ampiezza e tempo di salita uniformi. L'abilitazione può essere provocata dall'impulso corrispondente all'alternanza positiva o negativa, se in misura vi è un segnale alternato; dal fronte d'onda di salita o di discesa se vi è un segnale impulsivo.

Un altro strumento che ha visto in questi ultimi tempi la luce sotto la nuova veste digitale è il voltmetro. Non tutti, beninteso, ma solo quelli destinati a letture di grande precisione e in genere facenti parte di « sistemi » di misura.

Ogni voltmetro digitale è preceduto da una sezione circuitale che traduce la tensione continua in misura, a variazione analogica, in grandezza digitale. Il grado di precisione dell'apparecchio è in gran parte dovuto a questa sezione. Il progetto dei voltmetri digitali segue due principali linee direttive: quello per comparazione con un dente di sega e quello della scarica periodica di un condensatore. Il primo sistema funziona secondo questo principio: la tensione incognita d'ingresso viene comparata ad una tensione a dente di sega, generata internamente,

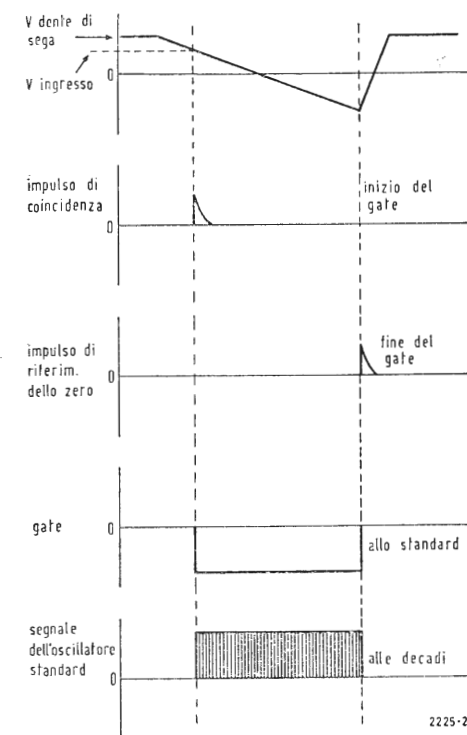



Fig. 15 - Principio di funzionamento di un voltmetro digitale a dente di sega e standard di frequenza interni.

ad altissima linearità ed a pendenza nota (Fig. 15). Quando il dente di sega ha raggiunto un valore di tensione uguale a quello in misura, viene generato un impulso di coincidenza. Un altro impulso di riferimento viene prodotto quando il dente di sega passa per lo zero. Durante l'intervallo di tempo compreso tra il primo impulso di coincidenza e l'impulso di riferimento di zero viene abilitato al funzionamento un oscillatore a frequenza nota; il primo impulso fa partire l'oscillatore, il secondo lo ferma. L'oscillazione viene contata dalle decadi che seguono. Poichè il fattore di decremento nel tempo della tensione a dente di sega è posto in un rapporto noto con la frequenza dell'oscillatore (per esempio 200 V in un secondo, contro 200 kHz), le decadi indicano a lettura diretta il valore della tensione d'ingresso, in questo caso in mV.

Un altro sistema si basa sulla carica di un condensatore da parte della tensione continua in misura e il conseguente bilanciamento ciclico di questa carica mediante impulsi di tensione, in opposizione di segno, generati internamente (Fig. 16). La frequenza di ripetizione di questi impulsi è proporzionale alla tensione d'ingresso per cui, portata alle decadi di conteggio, consente la sua esposizione in forma numerica.

Mentre il contatore digitale ha quasi completamente sostituito le eterodine, con le quali la determinazione di una frequenza incognita avviene attraverso l'identificazione di un battimento, il voltmetro in esecuzione digitale è ancora uno strumento speciale, che non ha eliminato quello ad indice. Questo è dovuto in parte al suo costo elevato e in parte alla poca idoneità della presentazione numerica in genere quando ci sia non da misurare un valore di tensione fine a se stesso ma da ricercare un « massimo » o un « minimo ». Si pensi per esempio alla sintonia di uno stadio accordato: il movimento dell'indice di un voltmetro analogico dà immediatamente la sensazione della cuspide nella curva di risposta, indipendentemente dai valori istantanei. Con il voltmetro digitale questa operazione risulterebbe più laboriosa perchè bisognerebbe tenere a mente, o addirittura annotare, le singole letture per determinare quella di valore più alto.

5. - LE COMUNICAZIONI DIGITALI A DISTANZA

La composizione elementare di un sistema per la trasmissione a distanza di comunicazioni consiste in un trasmettitore e un ricevitore, connessi da un supporto di trasmissione. A seconda del tipo di trasmissione, il supporto è costituito da una linea metallica o dall'etere. Nei sistemi a supporto fisico (linea metallica) la trasmissione avviene sostanzialmente instaurando sulla linea una corrente alternata (portante) sulla quale si imprime l'informazione, variandone nel tempo l'ampiezza, la frequenza oppure la fase. Il sistema, pertanto, è rispettivamente a modulazione di ampiezza, a modulazione di frequenza, a modulazione di fase. Se il supporto è radio, la portante, di frequenza molto più elevata, viene propagata da una antenna trasmittente ad una ricevente, e trasmette l'intelligenza mediante la modulazione di uno degli stessi parametri detti prima.

La tecnica digitale è usata per la trasmissione a distanza sia di dati, sia di comunicazioni telefoniche, sia di immagini. La sua adozione ha costituito un progresso nelle telecomunicazioni per i seguenti motivi: *a*) perchè il rapporto segnale/disturbo sul collegamento può essere più basso; *b*) perchè il sistema digitale consente di trasmettere più informazioni contemporaneamente a parità di intermodulazione; *c*) perchè è più facile rilevare eventuali errori dovuti ad evanescenza o distorsioni (nel caso della trasmissione di dati); *d*) perchè quando in ricezione è richiesta una presentazione numerica dei dati trasmessi, la trasmissione digitale si presta ad averla direttamente.

Per fornire un'idea sul come venga impiegata la tecnica impulsiva nelle telecomunicazioni, prenderemo in considerazione un impiego fra i più attuali: la trasmissione di dati. Poi, molto brevemente, la trasmissione di comunicazioni telefoniche.

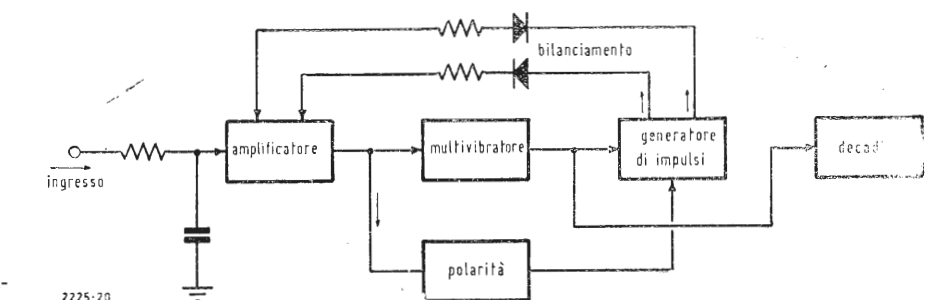



Fig. 16 - Schema di principio di un voltmetro digitale a scarica di condensatore.

Nel capitolo dedicato alle grandezze analogiche si è visto che un sistema siffatto è in grado di riprodurre in continuità elettricamente la variazione di un fenomeno fisico che si svolga tra un limite inferiore ed uno superiore, ed in continuità trasmettere al posto ricevente il relativo segnale analogico. Nei sistemi digitali l'informazione viene scomposta in un numero finito di valori istantanei, ciascun valore trasformato in una serie di impulsi posti nel tempo in una determinata posizione (codificazione), le serie di impulsi inviate al ricevitore tramite il sistema di trasmissione e qui decifrate, così da riavere l'informazione nella forma originale di partenza.

Uno dei sistemi di codificazione più usati è quello « sincrono ». Esso consiste nel far variare l'ampiezza di una corrente ad intervalli di tempo uguali fra loro: l'informazione è contenuta, in codice, nell'alternarsi particolare della presenza e dell'assenza di impulsi di corrente nei singoli intervalli di tempo. La Fig. 17 mostra tre gruppi di intervalli di tempo, ciascuno composto da sette intervalli uguali; ogni gruppo si chiama « parola » o « carattere ». La parola in *a*) ha presenza di corrente in t_1, assenza in t_2 - t_3 - t_4 - t_5, presenza in t_6, assenza in t_7; l'informazione binaria che essa trasporta è dunque 1000010.

La parola in *b*) trasporta l'informazione 1010000, e quella in *c*) 0001001. Tra una parola e l'altra ricorre un certo numero pari di tempuscoli di separazione. La composizione di sette elementi di segnale per ciascuna parola è in pratica molto usata; un ottavo elemento viene aggiunto quando la trasmissione è completata con un sistema per la rivelazione degli errori chiamato « controllo di parità ».

L'elemento di segnale si chiama «baud». La velocità in baud con cui il sistema può trasmettere dati codificati dipende dalla larghezza di banda del sistema. In teoria, la banda necessaria per trasmettere un certo numero *n* di elementi in segnale deve essere $n/2$. Si potrebbero cioè trasmettere due elementi di informazione per ogni ciclo di banda, per cui un sistema di trasmissione avente una velocità di 1000 baud, per esempio, occuperebbe una banda di 500 Hz. In realtà, per diverse ragioni, la banda richiesta è maggiore, fino a dover essere quasi 1 Hz per elemento. Il baud è dunque l'elemento di segnale (o di codice) per secondo. Ma ciascuno di essi può portare anche più di una informazione, variandone per esempio l'ampiezza della corrente. Questo nuovo elemento, che è un elemento di informazione, si chiama « bit » (contrazione dei termini « binary digit »). In Fig. 18*a* l'elemento di codice porta una sola informazione binaria: presenza o assenza di impulso, 1 oppure 0. Il numero di bit al secondo in questo caso corrisponde al numero di baud.

In *b*) l'elemento di codice può assumere quattro livelli: 0-1-2-3, è quindi in grado di portare due informazioni binarie. Il numero di bit è pertanto doppio rispetto a quello di baud.

La quantità di livelli che è possibile far assumere a ciascun elemento di codice non è elevata. Ciò che vi pone un limite è il rapporto tra il livello minimo di segnale utile e il livello del disturbo complessivo presente sul collegamento. Quando l'elemento di codice trasporta una sola informazione binaria (Fig. 18*a*), affinchè il ricevitore possa decidere se l'informazione sia 1 oppure 0, il livello di lettura viene posto in i_1 e il rumore sul collegamento è sufficiente che sia al di sotto di questo punto perchè il riconoscimento possa avvenire con certezza. Se le informazioni binarie sono due, con quattro livelli trasmessi, il rumore deve essere al di sotto del punto i_2 perchè il ricevitore possa distinguere se l'informazione sia sopra o sotto la prima soglia. In queste condizioni si capisce che la caratteristica di rapporto segnale/disturbo del collegamento è molto più gravosa.

La codificazione sincrona prevede la suddivisione del carattere in elementi di tempo uguali fra loro, e l'informazione è recata dall'alternarsi intelligente degli impulsi di corrente in questi tempuscoli. Quella asincrona non ha suddivisione ad intervalli uguali, ma trasporta il messaggio modificando la durata dei singoli impulsi.

Chiudiamo questa sommaria rassegna di trasmissioni mediante tecniche digitali accennando ai sistemi di modulazione ad impulsi per comunicazioni telefoniche. Questi sistemi, che sono diversi e ciascuno con vantaggi e svantaggi propri, sono accomunati da una caratteristica basilare, che è quella della scomposizione del segnale fonico o video da trasmettere in tanti valori istantanei, che vengono trasmessi individualmente mediante la modulazione di una portante impulsiva. Se la frequenza di ricorrenza degli elementi di segnali è sufficientemente elevata, l'intelligibilità del segnale non scade da un punto di vista sensoriale. Il pregio essenziale di questo genere di trasmissione è che gli impulsi possono essere facilmente ricostituiti in ricezione, anche se pervengono da un supporto molto rumoroso. I problemi di distorsione di rapporto segnale/disturbo sono pertanto sensibilmente meno complessi a paragone di quelli che si presentano con una modulazione di ampiezza o di frequenza. Risultano inoltre ridotti gli effetti di intermodulazione quando più comunicazioni sono immesse sullo stesso supporto di trasmissione, perchè è possibile allocare nel tempo gli impulsi, o i gruppi di impulsi, in modo che non ci sia presenza contemporanea di più impulsi riguardanti comunicazioni diverse, o almeno che questo si verifichi in modo che il disturbo reciproco fra gli impulsi sia minimo. La modulazione della portante impulsiva si ottiene intervenendo sui parametri degli impulsi stessi (ampiezza o durata) oppure sulla loro distanza nel tempo. In quest'ultimo caso gli impulsi hanno durata costante. La Fig. 19 illustra cinque metodi di modulazione, l'ultimo dei quali, la modulazione a codice, è finora il più usato.

Fig. 18 - *a*) Elemento di codice recante una sola informazione binaria; *b*) elemento con due informazioni binarie.

Fig. 17. - Esempio di allocazione degli impulsi in un sistema di trasmissione sincrona dei dati.

Fig. 19 - Sistemi di modulazione di una portante impulsiva.

6. - BIBLIOGRAFIA

Information Theory and its Engineering Applications, D. A. BELL; Pitman Publishing Corp., New York, 1956.

Radio Telemetry, M. A. NICHOLS and L. L., RAUCH; John Wiley & Sons Inc., New York, 1957.

Computer Handbook, J. L. GREENSTEIN and R. M. LEGER; McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, 1962.

Transistor Blocking Oscillator Analysis S. M. KORZEKWA; IRE Trans., vol. CT-8, dic. 1961.

Transistor Monostable Multivibrators for Pulse Generators J. J. SURAN; Proceedings of the IRE, giugno 1958.

Transistor Blocking Oscillator for use in Digital System A. A. KAPOSI; Electronic Engineering, agosto 1959.

Oscillatori bloccati a transistori, I. DE LOTTO; Alta frequenza, marzo 1963.

Digitizers and other Equipment for Data Processing, Pubblicazione dello Hilger & Watts Ltd., London.

Instrumentation, Sez. 18, Proceeding of the IRE, maggio 1962.

Analog Computation, A. S. JACKSON; McGraw-Hill Book Co., Inc., New York 1960.

Marconi Review, Periodico della MARCONI COMPANY LTD., Chelmsford, Inghilterra.

Point-to-Point, Periodico della MARCONI COMPANY LTD., Chelmsford, Inghilterra.

A.

Un tecnico della HUGHES apporta le necessarie regolazioni attraverso un quadro di comando situato in una stazione mobile della lunghezza di 9 metri, nel corso del collaudo della stazione di terra Mark 1B per collegamento con satelliti, in corso di costruzione da parte della HUGHES AIRCRAFT COMPANY, Fullerton, California per conto della Army Satellite Communications (SATCOM) Agency degli Stati Uniti. La stazione mobile di comando rappresenta uno dei tre gruppi semoventi (gli altri due vengono usati per trasporto e servizio manutenzione); essi, unitamente a tre gruppi elettrogeni azionati da motori diesel, costituiscono la stazione Mark 1B. La stazione, pur essendo la più grande del mondo, si presta a venir trasportata a mezzo aerei e riceve, amplifica e trasmette messaggi multipli sia a voce che telescritti, attraverso satelliti per comunicazioni militari, che verranno lanciati verso il termine dell'anno in corso, dal Dipartimento della Difesa, per la prima rete di comunicazione mondiale. La denominazione militare ufficiale per la stazione è AN/MSC-46.

tecnica e circuiti

dott. ing. Paolo Quercia

Simbologia della tecnica digitale*

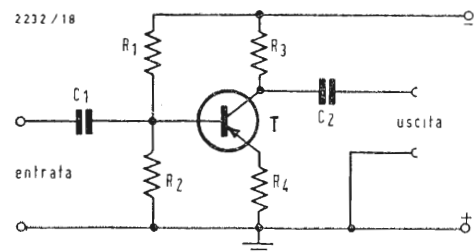



Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore a transistor.

LA MAGGIORANZA dei tecnici elettronici conosce i circuiti analogici e poco i circuiti digitali. Questo articolo permette di acquisire, con relativa facilità, le basi della circuitazione e della logica digitale.

1. - GENERALITÀ

Per la comprensione del linguaggio della tecnica digitale occorre impararne i simboli. Una volta noti i simboli e le rappresentazioni grafiche usuali questi non sono sufficienti tuttavia per la comprensione funzionale logica dei circuiti. Risulta quindi una distinzione fra simbologia elettrica e rappresentazioni circuitali più complesse che permettono la comprensione funzionale del circuito. I vari simboli vengono riuniti nel disegno in circuiti più complessi, e vengono a formare la rappresentazione grafica di circuiti funzionali.

Ogni elemento costruttivo è rappresentato mediante un simbolo: ad esempio una resistenza, un condensatore, un tubo od un transistor; tali elementi sono connessi con linee rappresentanti il percorso della corrente e formano come si è detto la rappresentazione grafica di circuiti funzionali.

In Fig. 1 si ha la rappresentazione grafica di un circuito amplificatore a transistor.

Nei circuiti logici, seguendo il concetto di raggruppamento simbolico, vengono disegnati i circuiti nel loro complesso funzionale senza entrare nel dettaglio costruttivo. Tale rappresentazione è particolarmente opportuna quando un circuito entra più volte a far parte di uno schema complesso.

In Fig. 2*a* è riportato lo schema costruttivo di un multivibratore bistabile e in Fig. 2*b* è riportata la rappresentazione complessiva del circuito esprimente la sua funzionalità.

In Fig. 2*a* è rappresentato il circuito bistabile composto da due transistor, sei resistenze e due condensatori. Per non ridisegnare in uno schema complesso più volte il medesimo circuito è conveniente la rappresentazione di Fig. 2*b*. Sono segnati gli ingressi e le uscite.

Il circuito di Fig. 1 è tipico della tecnica analogica in cui la tensione di uscita è proporzionale a quella di ingresso; in Fig. 2 è rappresentato un circuito tipico della tecnica digitale: tale circuito è caratterizzato dal possedere uno o più stati discreti.

Nella maggioranza dei casi si hanno circuiti *SI*/*NO* ed in seguito ci si riferirà, per semplicità a tale tipo.

Fig. 2 - Schema elettrico e simbolo di un multivibratore bistabile.

(*) Rielaborato da *Elektronik* settembre 1965, pag. 267.

In Fig. 3 è rappresentato un semplice tipo di tale circuito composto da due interruttori. L'interruttore chiuso corrisponde al *SI*: una tensione all'ingresso si ritrova in uscita. L'interruttore aperto corrisponde al *NO*: una tensione all'ingresso non si ritrova in uscita. In effetti le cose non sono così semplici e i circuiti *SI* e *NO* sono in effetti costituiti da circuiti complessi.

Tutti i potenziali presenti in un circuito sono riferiti ad un potenziale unico detto « massa », sia che siano positivi che negativi. Un segnale *SI* oppure *NO* è riferito al potenziale assunto rispetto a massa. In un circuito, un potenziale negativo rispetto a massa può significare *SI* oppure *NO*. Il potenziale può anche variare da un valore negativo ad un valore positivo e viceversa.

Occorre quindi, per togliere ogni dubbio, procedere ad una esplicita definizione della simbologia.

2. - DEFINIZIONE DI «E»

Nella tecnica logica hanno fondamentale importanza le definizioni di *E* e di *O* chiamati nella letteratura anglosassone *AND* e *OR*.

Esaminiamo il significato di queste due definizioni nella tecnica *SI*/*NO*. Consideriamo gli ingressi e le uscite di alcuni circuiti. Il concetto *E* comporta necessariamente la realizzazione di almeno due avvenimenti per ottenere un certo effetto. Ad esempio ad un ingresso di un circuito logico si ha un potenziale negativo e anche ad un altro ingresso si ha un segnale negativo.

All'uscita si ha ancora un segnale negativo. Si ha un consenso *SI*, cioè un segnale negativo all'ingresso 1 ed anche *SI*, cioè segnale negativo all'ingresso 2. All'uscita si ha ancora un segnale negativo. Consideriamo il caso in cui manca uno dei segnali all'ingresso: un segnale *NO* all'ingresso 2, cioè un'*assenza* di segnale negativo, produce un *NO* all'uscita cioè si ha assenza di segnale negativo.

Il circuito logico descritto può avere più ingressi, ad esempio tre come in Fig. 4. Le possibilità di realizzazione sono molteplici: possono essere adoperati commutatori elettromeccanici, tubi, diodi, transistori, semiconduttori di vario tipo ed elementi magnetici.

In Fig. 4 è riportato un circuito *E* costituito da tre diodi ed una resistenza e sono indicate le tensioni in condizioni di lavoro e di quiescenza.

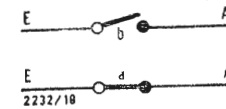



Fig. 3 - Disposizioni SI e NO - Realizzazione con un interruttore - a = SI; b = NO.

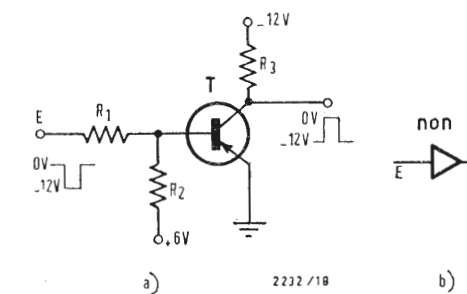



Fig. 4 - Circuito *E* (AND) a = schema elettrico, b = simbolo.

Le condizioni di lavoro sono indicate con un impulso.

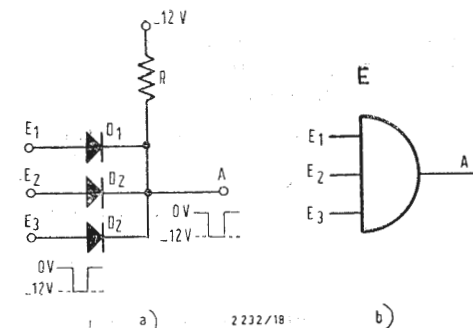
La posizione *SI* corrisponde ad una tensione negativa di — 12 V mentre *NO* corrisponde ad una tensione nulla. Nella tecnica digitale le tensioni sono da considerarsi approssimative. Ad esempio nel caso descritto vengono trascurate le cadute di tensione su diodi, che però non possono essere trascurate nel dimensionamento del circuito. Sia applicata una tensione negativa di — 12 V ad un solo ingresso: non si ha all'uscita alcuna tensione. Infatti gli altri due diodi in conduzione impediscono la formazione di un segnale in *A*. Analogamente avviene se la tensione negativa è applicata a due ingressi. Applicando — 12 V contemporaneamente ai tre ingressi i tre diodi risultano bloccati e si ottiene all'uscita una tensione di — 12 V.

Nella letteratura tecnica non esiste un simbolo unico che rappresenti tale circuito logico. Il simbolo più diffuso, riportato in Fig. 4*b*, consiste in un semicerchio con indicati gli ingressi E_1, E_2, E_3 e l'uscita *A*.

2.1. - Definizione del circuito O

Ricordando quanto è stato riportato sopra, la comprensione del circuito *O* non risulta difficile. In Fig. 5*a* si ha lo schema di tale circuito realizzato a diodi ed in 5*b* è riportata la notazione simbolica.

Il funzionamento del circuito è il seguente. Supponiamo che sia presente *SI* un segnale all'ingresso. Indipendentemente da ciò che avviene agli altri ingressi si ha, all'uscita, un segnale *SI*. In Fig. 5*a* si ha *NO* con potenziale di ingresso *O*, si ha *SI* con potenziale di ingresso — 12 V. Quando all'ingresso si ha potenziale nullo si ha un'uscita nulla. Quando ad un qualsiasi ingresso si ha un potenziale di — 12 V questo si trasmette all'uscita.

Presentandosi contemporaneamente più segnali *SI* all'ingresso si ha sempre una uscita *SI*.

Il simbolo del circuito *O* riportato in Fig. 5*b*, consiste in un semicerchio in cui le linee dell'ingresso e dell'uscita si prolungano nell'interno della figura.

2.2. - Definizione del circuito NON

Un altro circuito molto importante è quello invertitore. Sono stati descritti circuiti in cui il segnale in uscita presenta la medesima polarità di quello o quelli all'ingresso. Un *SI* all'ingresso produce un *SI* all'uscita. È necessario avere un circuito che inverta invece all'uscita il segnale all'ingresso, che si abbia cioè una negazione. Tale circuito viene chiamato *NON*; nella letteratura anglosassone manca il termine corrispondente. Il circuito è riportato in Fig. 6 e corrisponde, riferendoci alla tecnica analogica, al circuito invertitore di fase. È interessante studiare le differenze fra il circuito invertitore di fase, ed il circuito *NON*. In Fig. 6*a* è riportato lo schema elettrico del circuito *NON*. È noto dalla tecnica analogica che si può ottenere un'inversione di fase mediante un trasformatore, un tubo od un transistor. Un capo dell'avvolgimento secondario del trasformatore deve essere riferito a massa. Nella tecnica impulsiva si hanno analogamente trasformatori d'impulsi. L'inversione di fase in un tubo elettronico si ottiene perchè diminuisce la corrente anodica del tubo al diminuire della tensione di griglia. Analogamente si ha in un circuito a transistor. Riferiamoci a quest'ultimo circuito esaminandone il comportamento nella tecnica digitale. Il transistor, contrariamente a come viene impiegato nella tecnica analogica, lavora in condizione di interdizione o di saturazione e può trasmettere unicamente comandi di *SI* o *NO*. Il punto *E* sia a tensione nulla e il circuito sia dimensionato in modo che con la tensione sulla base di + 6 V, il transistor sia interdetto e non vi sia passaggio di corrente di collettore. All'uscita sulla resistenza R_3 si ha una tensione di — 12 V (cioè *SI*). Applicando un co-

Fig. 5 - Circuito *O* (OR) a = schema elettrico, b = simbolo.

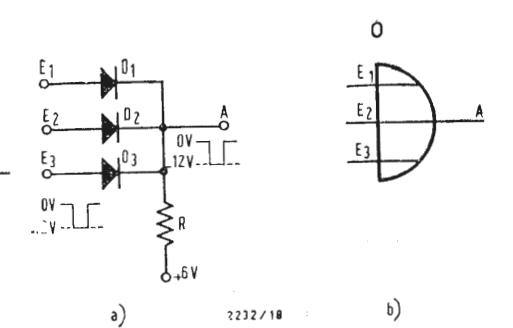



Fig. 6 - Circuito *NON* (Negator) a = schema elettrico; b = simbolo.

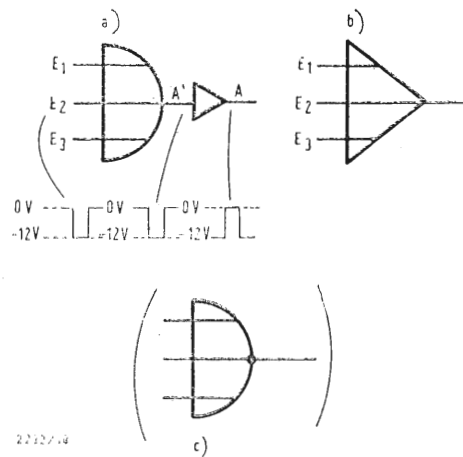



Fig. 7 - Circuito *O-NON* (NOR) *a* = combinazione dei simboli *O* e *NON*; *b* = simbolo cumulativo; *c* = simbolo cumulativo usato qualche volta.

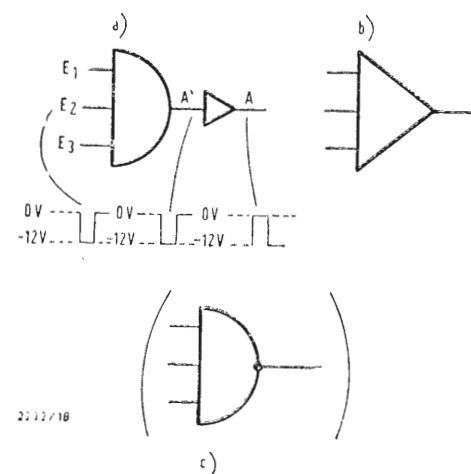



Fig. 8 - Circuito *E-NON* (NAND) con tre modi possibili di rappresentazione.

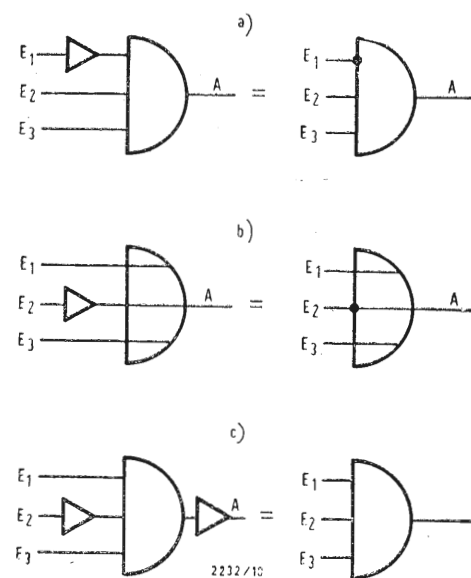



Fig. 9 - Circuito *NON* in ingresso od in uscita di un circuito *E* ed *O*. *a* = circuito *E* con negazione su di un ingresso; *b* = circuito *O* con negazione su di un ingresso. *c* = circuito *E* con negazione all'ingresso e all'uscita.

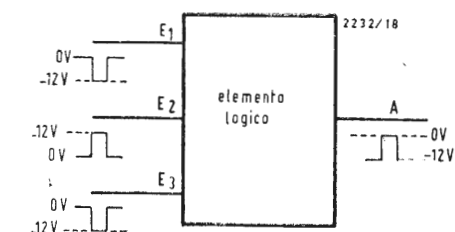



Fig .10 - Livelli delle tensioni in un circuito logico complesso.

mando di consenso (cioè *SI*) di — 12 V all'ingresso, il transistor si sblocca e fluisce la corrente di collettore. Trascurando la resistenza interna del transistor si ha all'uscita una tensione uguale a quella di emettitore, cioè nulla.

All'uscita si ha quindi *NO*. Corrispondentemente ad un salto negativo di tensione *SI* all'ingresso si ha un salto positivo di tensione all'uscita corrispondente ad un *NO*.

3. - CIRCUITI COMBINATI

In ogni circuito si può inserire sempre un blocco *NON* per cambiare la polarità degli impulsi transitanti. All'uscita ad esempio di un circuito *O* si può inserire un blocco *NON* che aggiunge una uscita in opposizione a quella normale del circuito *O*. In Fig. 7*a* sono riportati i simboli della combinazione *O* e *NON*.

Consideriamo l'andamento degli impulsi. Ad uno od a più ingressi del circuito *O* può presentarsi una tensione negativa (— 12 V), che produce sull'uscita intermedia *A'* una tensione negativa di — 12 V. All'uscita *A*, tramite il circuito invertitore si ha una tensione che da — 12 V passa a 0.

Non si ha uscita negativa in *A* quando viene applicata una tensione negativa ad uno o più ingressi.

In Fig. 7*b* è riportato il simbolo rappresentante il gruppo *O-NON*. Il simbolo di Fig. 7*c*, ugualmente usato, non è molto raccomandabile, ed è indicato fra parentesi perchè dimenticando di disegnare il punto, il circuito perde significato.

In Fig. 8*a*, *b*, *c* sono indicati il circuito ed i simboli del gruppo *E* e *NON* (Nand nella letteratura anglosassone). In questo gruppo occorre che siano applicati contemporaneamente a tutti gli ingressi segnali negativi per *non* avere in *A* uscita negativa.

Prima di esaminare altri circuiti logici importanti occorre considerare tutte le possibili combinazioni di circuiti *O*, *E* e *NON*.

In Fig. 9 sono riportati due esempi. In Fig. 9*a* è necessario, per ottenere un *SI* all'uscita, che all'ingresso 2 e 3 siano applicati segnali *SI*, mentre sull'ingresso 1 *non* deve essere applicato un segnale *SI* (infatti per il funzionamento del circuito *E* occorre che siano presenti contemporaneamente agli ingressi 1e 2 e 3 tre segnali *SI*). Se *non* vi sono contemporaneamente all'ingresso tre consensi *non* si ottiene all'uscita un segnale *SI*.

In Fig. 9*b* si ha la combinazione di un circuito *O* e *NON*. È sufficiente per una uscita *SI* che sia presente un consenso *SI* ad uno degli ingressi. Per avere all'uscita un segnale *SI* è sufficiente che sia presente *SI* all'ingresso 1 *o* 3. All'ingresso 2 deve essere applicato invece un segnale *NO*.

In Fig. 9*c* si ha un circuito *E* con due circuiti di negazione (invertitori) in un ramo. Gli ingressi devono essere: un segnale *SI* all'ingresso 1 e 3, mentre un segnale *NO* all'ingresso 2. All'uscita si ha un segnale *NO*. Per cambiare il segno del segnale in uscita bisogna tenere conto dell'andamento dei consensi.

L'ingresso 2 considerato insieme con l'uscita costituisce una doppia negazione, cioè un consenso.

In Fig. 10 è riportata la figura rappresentante l'insieme di un circuito logico. Il consenso *SI* è rappresentato da una tensione a — 12 V. L'impulso all'ingresso 1 può variare da 0 a 12 V, all'ingresso 2 da — 12 V a 0 e all'ingresso 3 nuovamente da 0 a — 12 V. Il potenziale all'uscita varia da — 12 V (consenso *SI*) a 0 V (*NO*).

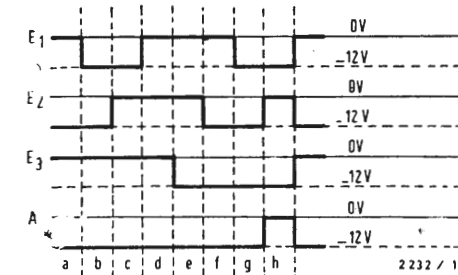



Fig. - 11 Andamento dei livelli di tensione nel circuito logico di fig. 10 con indicazione delle cifre *O* ed *L* nella tecnica digitale.

4. - LA CONDIZIONE O ED L

Nei sistemi descritti vi sono due sole posizioni *SI* e *NO* che però possono essere sufficienti ad esprimere delle cifre.

Si può convenzionalmente fare corrispondere 0 alla posizione *NO* (tensione 0 V), ed *L* alla posizione *SI* (tensione — 12 V). Si è scelto il simbolo *L* al posto di 1 per non confonderlo con 1 della numerazione decimale. Con le notazioni 0 ed *L* si possono contrassegnare tutte le posizioni assunte nei vari circuiti.

In Fig. 11 sono indicate tutte le possibili posizioni assunte ai vari terminali dal circuito di Fig. 10 (corrispondente al circuito logico di figura 9*c*). 0 corrisponde alla tensione 0 ed *L* alla tensione — 12 V. Nelle suddivisioni da *a* ad *h* sono indicate tutte le combinazioni assunte di cui una sola soddisfa alla logica circuitale. Tale combinazione è espressa sui tre ingressi dalla simbologia *LOL* corrispondente ad un *SI-NO-SI*, e si verifica in *h*. Tutte le combinazioni possibili sono riportate in tabella 1. Di otto combinazioni, una sola è soddisfacente. La cifra 8 può essere espressa come potenza di 2, che è il numero degli stati che possono verificarsi sugli ingressi del circuito $2^3 = 2 \cdot 2 \cdot 2 = 8$.

Nella tabella 2 è riportato il comportamento di un circuito *O* di Fig. 5 per il quale è sufficiente, per avere una uscita *L*, che *L* si presenti ad uno qualsiasi degli ingressi, a due, oppure a tutti e tre contemporaneamente.

Le tabelle 1 e 2 differiscono nel cambiamento di posizione da *h* a *d* del medesimo risultato.

Tabella 1

	a	b	c	d	e	f	g	h
Ingresso 1	0	L	L	0	0	0	L	L
Ingresso 2	L	L	0	0	0	L	L	0
Ingresso 3	0	0	0	0	L	L	L	L
Uscita	L	L	L	L	L	L	L	0

Tabella 2

	a	b	c	d	e	f	g	h
Ingresso 1	0	L	L	0	0	0	L	L
Ingresso 2	L	L	0	0	0	L	L	0
Ingresso 3	0	0	0	0	L	L	L	L
Uscita	L	L	L	0	L	L	L	0

Tabella 3

Entrate			Uscite degli elementi logici												Uscite		
A	B	C	O1	U1	U2	U3	U4	O2	N1	N2	U5	N3	O2	N4	E	F	G
0	0	0	0	0	0	0	0	0	L	L	0	L	L	0	0	0	0
L	0	0	L	0	0	0	0	0	L	L	L	L	L	0	L	0	0
0	L	0	L	0	0	0	0	0	L	L	L	L	L	0	L	0	0
0	0	L	L	0	0	0	0	0	L	L	L	L	L	0	L	0	0
L	L	0	L	L	0	0	0	L	0	L	0	0	0	L	0	L	0
0	L	L	L	0	0	L	0	L	0	L	0	0	0	L	0	L	0
L	0	L	L	0	L	0	0	L	0	L	0	0	0	L	0	L	0
L	L	L	L	L	L	L	L	L	0	0	0	L	L	0	0	0	L

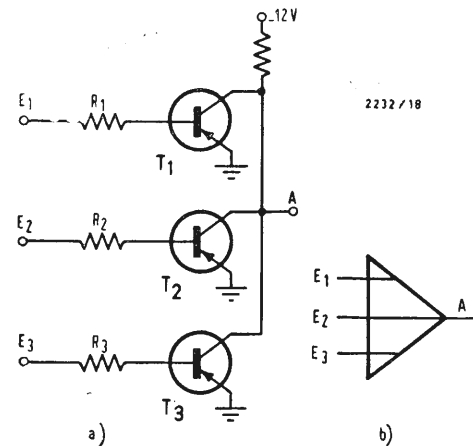



Fig. 12 - Circuito *O-NON* (Nor) realizzato a transistor. *a* = schema elettrico; *b* = simbolo.

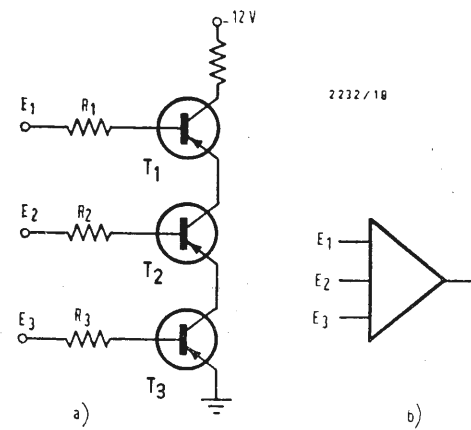
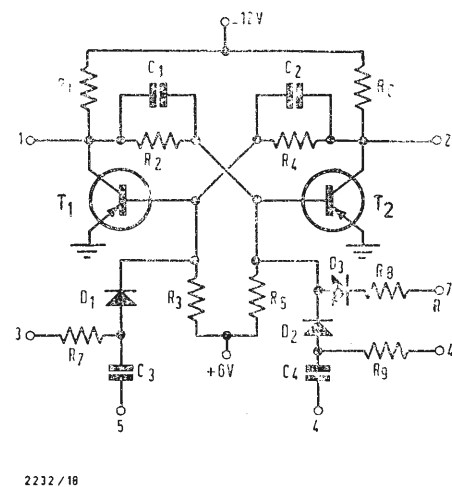



Fig. 13 - Circuito *E-NON* (Nand) realizzato a transistor. *a* = schema elettrico; *b* = simbolo.

2232/18

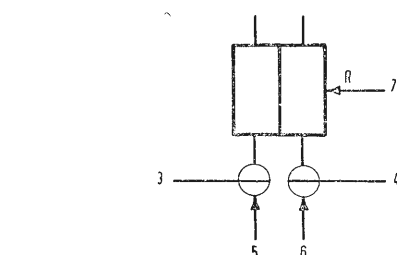



Fig. 14 - Multivibratore bistabile (Flipflop) con i circuiti di comando. *a* = schema elettrico; *b* = simbolo logico.

Altri due circuiti interessanti sono quelli di Fig. 12 e 13 rappresentanti rispettivamente circuiti transistorizzati *NON E* (*NOR*) ed *NON-O* (*NAND*)

Un segnale (Fig. 12) che cada ad un qualsiasi ingresso capace di porre in conduzione il transistor corrispondente, fa commutare, all'uscita, dallo stato *L* (— 12 V) allo stato 0 (0 V).

Il circuito di Fig. 13 *NON-O* (*NAND*) lavora in modo analogo. Quando contemporaneamente sui tre ingressi si presenta un segnale *L* capace di porre in conduzione i tre transistor, in una uscita si ha la commutazione da *L* a 0.

5. - RAPPRESENTAZIONE SIMBOLICA DI UN MULTIVIBRATORE

Esistono tre tipi fondamentali di multivibratore: multivibratore astabile (autooscillante), multivibratore bistabile avente due posizioni stabili detto anche bivibratore o flip-flop ed il multivibratore monostabile, detto monovibratore od anche monoflop. Verranno esaminati gli ultimi due tipi.

In Fig. 14 *a* è riportato lo schema del circuito bistabile.

Il circuito è essenzialmente composto da due transistor T_1 e T_2, dalle resistenze da R_1 a R_6 e dai condensatori C_1 e C_2. Le resistenze R_7, R_8 ed R_9, i condensatori C_3 e C_4 ed i diodi D_1 e D_3 sono necessari per introdurre il segnale di ingresso ed estrarre quello di uscita.

Per poter scambiare nelle loro funzioni l'ingresso con l'uscita e per introdurre ed estrarre i segnali di comando sono predisposti gli ingressi ed uscite da 1 a 6. 5 e 6 sono connessioni di ingresso 3 e 4 sono connessioni per l'ingresso dei segnali di comando.

La connessione 7, che permette di riportare il circuito alle condizioni iniziali, viene contrassegnata con la lettera *R*.

Le uscite sono contrassegnate con 1 e 2.

Generalmente si suppone il circuito in posizione iniziale.

Il simbolo di un multivibratore é quello di Fig. 2, cioè un rettangolo diviso a metà; occorre aggiungere le indicazioni degli ingressi e delle uscite. Gli ingressi 5 e 6 sono contrassegnati con una freccia interrotta a metà con un circolo, e con due orizzontali si va agli ingressi 3 e 4. Tale indicazione pone in chiaro la dipendenza degli ingressi 5 e 6 dallo stato in cui si trovano gli ingressi 3 e 4 indicando una ulteriore possibilità di comando.

L'ingresso 7 come si è detto può rimettere il circuito nelle condizioni iniziali.

Le uscite in ambedue i transistor del flip-flop sono indicate con 1 e 2. Una delle due uscite è nella posizione *L*, mentre l'altra è nella posizione *O*.

In Fig. 15*a* è riportato lo schema di un multivibratore monostabile, mentre in Fig. 15*b* è riportato il suo simbolo.

Il circuito monostabile ha due uscite come il circuito bistabile, ma un solo ingresso. Il circuito ritorna dopo commutazione nelle condizioni iniziali dopo un tempo lungo a piacere. Gli ingressi e le uscite sono contrassegnati con numeri. Le uscite sono indicate con 1 e 2, l'ingresso con 4 mentre il comando con 3. La porta instabile del circuito è contrassegnata a tratteggio.

Inerentemente al funzionamento di

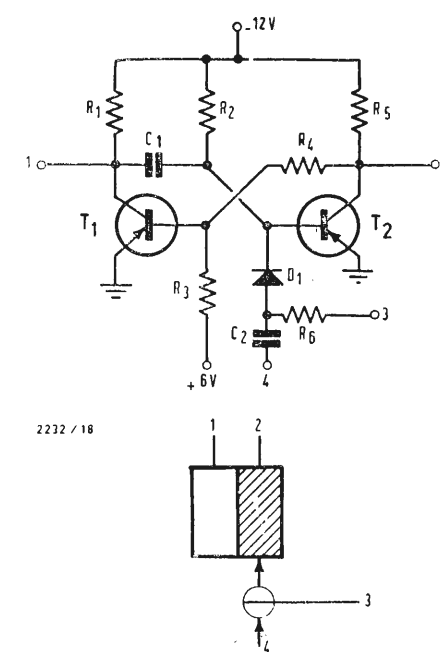



Fig. 15 - Multivibratore monostabile (monoflop) con circuiti di pilotaggio. *a* = schema elettrico; *b* = simbolo logico.

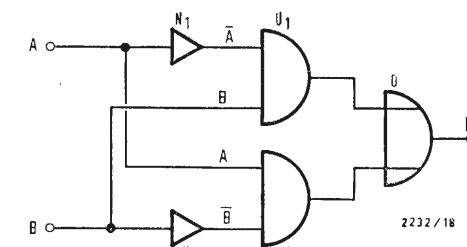



Fig. 16 - Circuito *O* esclusivo.

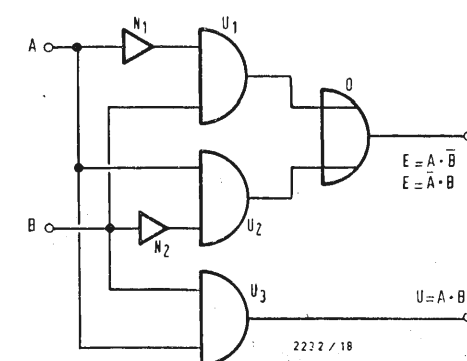



Fig. 17 - Circuito di addizione duale.

questo gruppo logico si deve notare che ad un cambiamento dello stato 1 segue un cambiamento dello stesso segno all'uscita 2.

6. - IL CIRCUITO O ESCLUSIVO

Riprendiamo in esame il circuito *O* (Fig. 5). Si ottiene un segnale di uscita quando si presenta agli ingressi un segnale. Se gli ingressi sono due si ha un segnale in uscita se è presente un segnale all'ingresso 1 o all'ingresso 2, ed anche se i segnali si presentano contemporaneamente (come nel circuito *E*). In molte applicazioni è necessario tuttavia avere un'uscita se il segnale si presenta all'ingresso 1 o all'ingresso 2, ma non contemporaneamente come avviene nel circuito *O* semplice.

Questi requisiti sono soddisfatti dal circuito *O* esclusivo composto da più elementi logici (Fig. 16). Gli ingressi sono indicati con *A* e *B*, l'uscita con *E*. Il circuito comprende due circuiti *NON* N_1 ed N_2, due circuiti *E* u_1 ed u_2 ed un circuito *O* indicato con *O*.

All'ingresso *A* sia presente un segnale *L* che nello stadio N_1 diventa *O*. Il segnale *A* commutato viene indicato con $\bar{A}$. All'ingresso *B* sia presente contemporaneamente un segnale *L* che si presenta insieme con il segnale $\bar{A}$ all'ingresso del circuito *E* u_1. Si è visto precedentemente che un circuito *E* fornisce un'uscita se all'ingresso si presenta contemporaneamente sui due ingressi un segnale (*L*).

Nel nostro caso si ha invece ad un ingresso un segnale $\bar{A}$ (cioè nessun segnale), all'altro un segnale *B*; non si ha quindi in uscita alcun segnale. Anche il circuito u_2 che è un *E* non produce all'uscita nessun segnale perchè ad un ingresso è presente *A* mentre al secondo è presente $\bar{B}$ (cioè nessun segnale) proveniente dall'inversione in N_2 di *B*.

Ai due ingressi del circuito *O* non si ha quindi alcun segnale e quindi nessuna uscita. Riassumendo: presentandosi contemporaneamente due segnali *L* agli ingressi *A* e *B* dell'intero gruppo non si ha uscita in *E*.

Consideriamo ora il caso in cui non siano presenti segnali *L* agli ingressi *A* e *B*.

In uscita non si avrà ancora alcun segnale. Infatti agli ingressi di u_1 ed u_2 sono presenti contemporaneamente segnali *L* provenienti da inversione e segnali *O* provenienti direttamente da *A* o *B*. Non vengono soddisfatte le condizioni di consenso dei circuiti u_1 ed u_2 e quindi si ha un'assenza di segnale ai due ingressi di *O* e quindi nessuna uscita in *E*.

Un comportamento diverso si ha quando è presente agli ingressi un solo segnale. Sull'ingresso *A* sia presente un segnale *L*, sull'ingresso *B* un segnale *O*.

Ad un ingresso di u_1 è presente un segnale $\bar{A}$ cioè *O*, all'altro ingresso è presente *O* proveniente da *B*. All'uscita del circuito u_1 non vi è segnale.

All'ingresso di u_2 vi è un segnale *L* proveniente da *A* ed un segnale $\bar{B}$ che è un *O* invertito cioè *L*. Si hanno quindi all'ingresso di u_2 contemporaneamente due segnali *L* e quindi un'uscita *L*.

Quest'ultimo segnale si presenta all'ingresso del circuito *O* provocando una uscita *L* in *E*.

7. - ALCUNI CONCETTI FONDAMENTALI DELL'ALGEBRA BOOLEANA

Il funzionamento del circuito *O* esclusivo viene indicato dalla relazione:

$A \cdot \bar{B} = E$

cioè un segnale *L* in *A* ed un segnale *O* in *B* danno in *E* un'uscita *L*.

Se si scambiano i segnali in ingresso cioè *O* in *A* ed *L* in *B* il circuito u_1 si comporta analogamente, perchè ai suoi ingressi si presenta $\bar{A}$ cioè *L e* un'*L* direttamente da *B*.

All'uscita *E* si ottiene ancora un segnale *L*.

$\bar{A} \cdot B = E$

Il segno di prodotto, il punto, significa *E*. Il segnale *A e* il segnale *B* in negazione ($\bar{B}$) danno un segnale di uscita *E* e viceversa.

8. - UN CIRCUITO ELEMENTARE DI SOMMA

Il circuito riportato più sopra può essere adoperato come un sommatore binario. Nel sistema binario sono adoperate solo due cifre *O* ed *L* (zero ed uno). Aggiungendo a *O* il valore *L* si ha, come nel sistema decimale $0 + 1 = 1$, $O + L = L$.

Nel sistema decimale se si aggiunge un'altra unità si ha $1 + 1 = 2$ perchè si hanno diverse cifre a disposizione.

Nel sistema binario, non avendo ulteriori cifre a disposizione, si deve passare nella colonna sucessiva. Si ha quindi una *L* nella seconda colonna:

$L + L = LO$

Occorre operare cioè un riporto. Si può ottenere tale operazione con il circuito di Fig. 16 ed un circuito *E* effettuante il riporto *ü* (Fig. 17). All'uscita *E* si ottiene un segnale solo se sono presenti all'ingresso i segnali $O + L$; si ha uscita *ü* solo se all'ingresso si presentano i segnali $L + L$ oppure in altre parole se sono presenti segnali in *A* e *B*.

$ü = A \cdot B$.

Si ottiene quindi con tale circuito complessivamente il riporto della cifra.

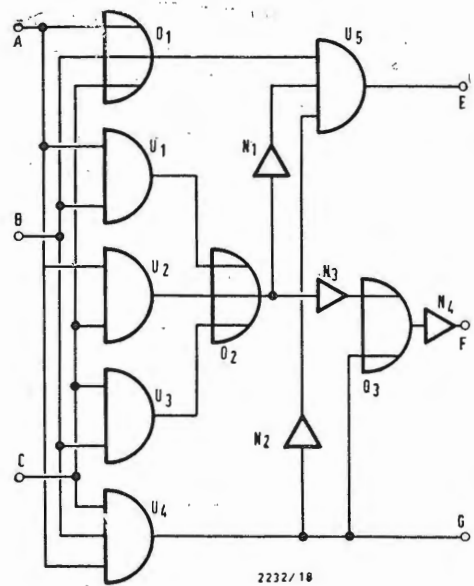



Fig. 18 - Circuito logico con tre ingressi e tre uscite.

9. - CIRCUITO LOGICO A TRE VIE

Per entrare ulteriormente nella comprensione della logica circuitale conviene esaminare ancora l'esempio che verrà studiato più in basso. Vi sono tre ingressi e tre uscite che devono svolgere le seguenti funzioni (Fig. 18): ad uno degli ingressi sia presente un segnale L producente all'uscita 1 un segnale L; siano presenti agli ingressi due segnali L producenti un'uscita L in 2; siano presenti agli ingressi tre segnali L producenti una uscita L in 3.

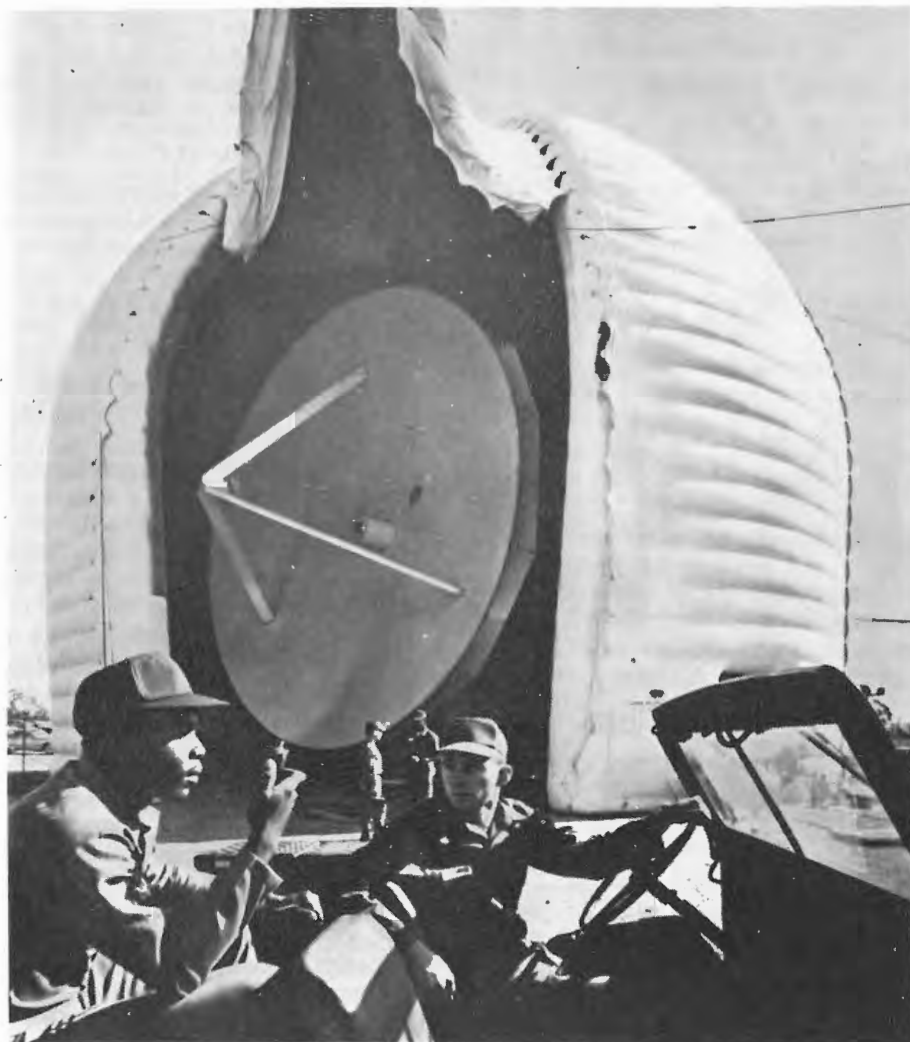
Per ottenere un'uscita in E è necessario che sia presente un segnale all'ingresso A o B o C e *non* contemporaneamente A e B oppure A e C e *non* naturalmente in A e B e C contemporaneamente.

Un segnale presente in A o in B od in C giunge in O_1 che è un circuito O e, funzionando questo, ad un ingresso del circuito u_5. Per ottenere le condizioni di consenso del circuito u_5 occorre che siano presenti contemporaneamente i segnali anche sugli altri due ingressi. Per ottenere questa condizione occorre che non ci sia uscita da O_2 ed u_4, cioè che u_1, u_2, u_3 non diano uscita e quindi O_2 ed anche il circuito u_4.

Il circuito u_4 fornisce un segnale in uscita solo se sono presenti contemporaneamente tre segnali all'ingresso; si ha quindi direttamente, una uscita in G.

Consideriamo l'andamento dei segnali per avere una uscita in F. Se *non* si hanno due segnali contemporaneamente all'ingresso A e B (o B e C, o A e C) oppure si hanno contemporaneamente agli ingressi A, B e C *non* si ottiene alcuna uscita in F.

Per ottenere una uscita da F occorre che siano presenti due segnali agli ingressi A e B o B e C o A e C.

La tabella 3 riassume tutte le possibili combinazioni dei segnali all'ingresso e indica altresí le uscite nei vari casi.

Le forze armate americane potranno trasmettere e ricevere messaggi avvalendosi del sistema di comunicazione attraverso satelliti e stazioni di terra Mark 1B. Quest'ultime sono qui illustrate alloggiate nella cupola di ricetrasmissione gonfiabile, simile ad un bozzolo, con duplice parete (illustrata con una sezione aperta); la cupola protegge i vari componenti della stazione dall'azione deleteria degli agenti atmosferici. La stazione è in corso di costruzione da parte della HUGHES AIRCRAFT COMPANY, Fullerton, California per conto della Army Satellite Communications (SATCOM) Agency degli Stati Uniti. Il sistema di comunicazione attraverso satelliti, il primo del mondo, abbraccerà un vastissimo campo di azione, con l'appoggio di una « flotta » di satelliti, che verrà lanciata verso il termine dell'anno in corso, dal Dipartimento della Difesa. Denominazione militare ufficiale per il Mark 1B è AN/MSC-46.

dott. Gerolamo Bertinato

L'induttanza variabile, elemento di sintonia per circuiti di alta qualità*

OGGIDÌ raramente i possessori di un televisore si accontentano ancora di avere un solo programma. Di regola occorrono perciò parecchie antenne per un impianto di ricezione. Ciascuna di queste antenne sintonizzate richiederebbe una particolare derivazione. Fortunatamente non si deve ricorrere a questa molteplicità di cavi, perchè le antenne vengono riunite insieme nel circuito tramite adattatori di frequenza e perciò come discesa al ricevitore è necessario solo un unico cavo. Gli adattatori hanno quindi il compito di collegare antenne dei tipi più diversi e di escludere in tal modo influenze reciproche.

A seconda dell'intervallo di frequenza dei canali da ricevere si distinguono adattatori di banda e di canale. Dapprima si considerino i rapporti elettrici per l'adattatore di banda più semplice. Supposto che si debba ricevere un canale nella banda III del televisore ed un altro canale nella banda IV; il miscelatore, secondo la figura 1, può consistere di un passa banda inferiore (III) e di uno superiore (IV). Il passa banda inferiore è utile per tutti i canali nella banda III. Esso lascia passare queste frequenze liberamente. Si ottiene così, a seconda della sua progettazione, una certa attenuazione o adattamento del ricevitore al valore desiderato (per es. 60Ω o 240Ω). Questo passa banda interdice tutti i canali nella banda IV. Esso rappresenta quindi per il ricevitore solamente un carico ohmico molto piccolo. Il passa banda superiore invece lascia passare tutti i canali nella banda IV. Esso interdice per contro tutti i canali nella banda III. Anche qui si richiede nella banda di passaggio un adattamento (60Ω o 240Ω) e nella banda di interdizione una resistenza più elevata.

Il ricevitore « vede », per così dire, in ciascuna banda di lavoro l'esatta resistenza di adattamento, poichè per circuiti paralleli di due resistenze, la più grande delle due può essere trascurata quando essa sia superiore di almeno dieci volte all'altra. Gli stessi rapporti valgono anche per gli adattatori di canali, il passaggio dalle frequenze più basse a quelle più elevate è tuttavia svantaggioso. I rapporti più estremi sono necessari per gli adattatori di canali adiacenti. Essi non si possono più costruire con semplici passa banda alti e bassi, bensì devono essere previsti, secondo la Fig. 2, circuiti di interdizione uguagliabili. Le loro curve di risonanza si intersecano secondo la Fig. 3. Un certo compromesso tra attenuazione, banda passante e di interdizione così come in relazione all'adattamento deve certamente essere accettato. Gli adattatori di canali richiedono circuiti paralleli e a risonanza serie di elevata qualità per garantire fianchi ripidi con eccellente larghezza di banda. Le per-

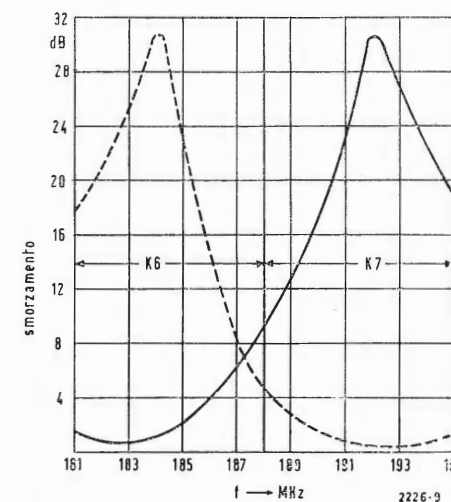



Fig. 3 - Perdita di attenuazione di adattatori di canali adiacenti nella banda III.

(*) *Funkschau*, 9 maggio 1965, pag. 225.

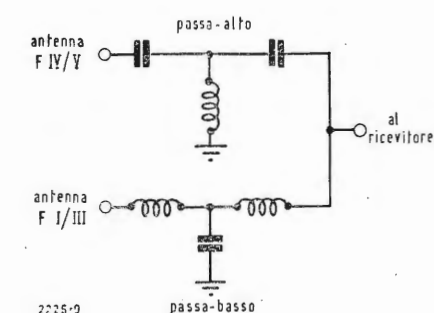



Fig. 1 - Adattatore di antenne per due bande consistente in un passa alto e passa basso.

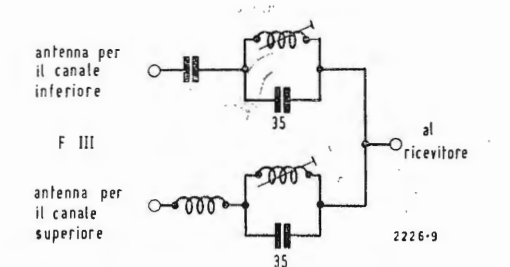



Fig. 2 - Adattatore di antenna per canali vicini.

Tabella 1 - Elementi del circuito di oscillazione per diverse frequenze.

f_{ris} (MHz)	Induttanza	Capacità
710	pezzo di filo lungo 9 mm ⃠ 1,5 mm di rame argentato	6 pF, saldato direttamente senza terminali
610	pezzo di filo lungo 9 mm ⃠ 1,5 mm di rame argentato	6 pF, saldato con terminali lunghi 3 mm
710	staffa stampata (lunga 25 mm)	4,4 pF, vedi fig. 8 direttamente senza terminali
590	staffa stampata (lunga 25 mm)	4,4 pF, con terminali lunghi 1 mm.

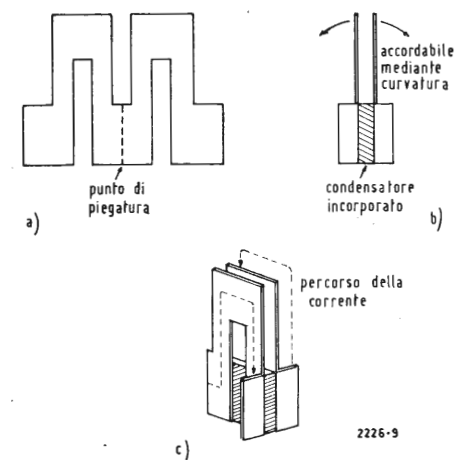



Fig. 4 - La bobina variabile; *a* = sezione stampata; *b* = circuito oscillante completo; *c* = flusso della corrente nelle due mezze spire.
Fig. 4*a* - La bobina variabile può essere sintonizzata piegando le due lamine stampate. Alla base è saldato un condensatore ceramico piatto.

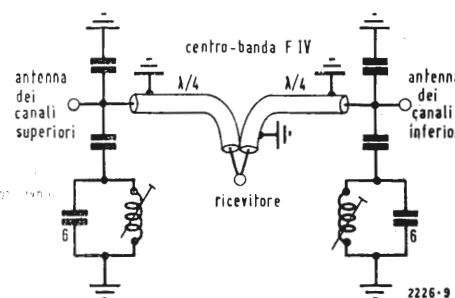



Fig. 5 - Adattatori di risonanza serie parallelo uniti su due λ/4 (banda). Il condensatore parallelo da 6 pF determina la banda di ricezione.

dite principali in un circuito oscillante si verificano nell'induttore. Per conseguenza si deve prestare la massima attenzione per ottenere la bobina di elevata qualità.
Ad esempio nei circuiti a cavità si ottengono indici di qualità estremamente elevata, ma purtroppo essi sono da escludersi a causa della loro grandezza e del loro prezzo per impianti di normale ricezione. Pertanto è stato ricercato un induttore con le seguenti caratteristiche:
1) elevata qualità per notevole ripidezza dei fianchi sia nella banda III come pure nella banda IV e V;
2) facile sintonizzazione per uguaglianza;
3) nessuna difficoltà d'installazione, malgrado i piccoli valori elettrici.
Queste tre esigenze sono risolte per mezzo di un nuovo induttore che è regolabile elettricamente similmente al principio variometrico. Esso viene perciò chiamato « bobina variabile ». L'avvolgimento della bobina viene ottenuto stampando una robusta lamina di rame da 0,5 mm (secondo la Fig. 4); il tutto viene quindi argentato.
Malgrado la dimensione relativamente grande, la bobina variabile possiede una piccola induttanza. Se le due stesse mezze spire (stampate od ottenute con filo ripiegato ad *L*) vengono collegate l'una con l'altra in modo che le stesse si trovino esattamente speculari, si ottiene pertanto un accoppiamento in controfase. Esso è tanto più grande quanto minore è la distanza dei due piani che contengono le spire, ed in tal caso si ha la minima induttanza; mentre a distanza più grande si ottiene la massima induttanza.
In tal modo, dato che si può facilmente variare la distanza per ripiegamento, è possibile scegliere il valore per la frequenza desiderata. La robustezza della lamina garantisce che anche in caso di grandi scosse non si verifichi alcun disturbo. L'accordo è straordinariamente grande. Un circuito oscillante composto da una bobina variabile con una capacità parallelo di 35 pF, si può accordare da 174 MHz sino a 230 MHz, ossia dal canale 5 fino al canale 12. Inoltre si può variare la frequenza di risonanza nella banda IV con un condensatore in parallelo da 6 pF, ossia dal canale 21 fino al canale 37 e nella banda V con 4 pF in parallelo dal canale 28 fino al canale 60.
Nella banda III vengono impiegati circuiti di interdizione nella disposizione circuitale parallelo, mentre nella banda IV e V vengono usati circuiti serie. Poichè il circuito serie in caso di risonanza diventa di basso valore ohmico, si devono inserire due circuiti λ/4 in modo che il canale da interdire appaia nuovamente di alto valore ohmico (Fig. 5). L'elevata qualità appare evidente principalmente nella banda IV e V. La bobina variabile permette allora l'inserimento di due antenne le cui frequenze di ricezione siano separate solamente da un canale. Nella banda IV e V vengono mediamente ottenute attenuazioni di banda passante da 0,5 fino a 1,5 dB e attenuazioni di sbarramento fino ad un massimo di 30 dB. Con una maggiore distanza fra i canali si possono ottenere valori più favorevoli. Il raffronto degli elementi elettrici normalmente usati con la bobina variabile denota chiaramente la superiorità della nuova induttanza. Nella banda III, per i circuiti sino ad ora impiegati con fianchi ripidi, la grandezza del condensatore parallelo è di 35 pF e quindi la bobina necessaria ha un avvolgimento di circa 4 mm di diametro con 1 mm di spessore del filo. La lunghezza e lo spessore dei fili terminali del condensatore hanno in questo caso, per la loro induttanza, un ruolo molto importante. Per gli adattatori di canali vicini si usa perciò un nodo con un diametro di 2 mm. La sintonizzazione viene effettuata saldando i condensatori in appositi fori delle parti terminali piatte della bobina. La sintonizzazione fine si ottiene regolando il nucleo di ferrite. Con la bobina variabile perciò

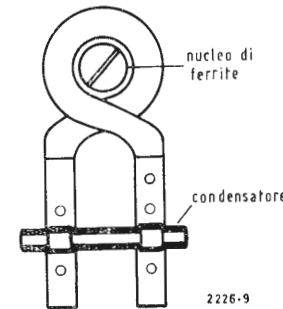



Fig. 7 - Bobina tradizionale con un avvolgimento a filo.

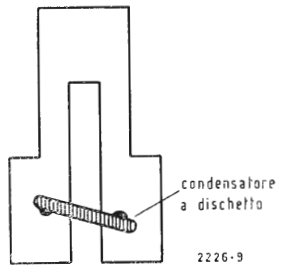



Fig. 8 - Capacità saldata alla base senza terminali di disturbo.

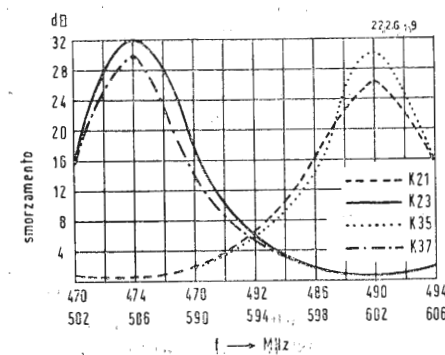



Fig. 6 - Perdita di attenuazione di adattatori di canali con bobine variabili nella banda IV.

un condensatore di 35 pF senza terminali di collegamento viene saldato fra gli estremi e la sintonizzazione da 174 MHz fino a 230 può essere fatta per mezzo di un semplice piegamento della bobina. Nella banda di televisione IV e V con bobine normali si verificano ancora grandi difficoltà poichè secondo quanto indicato in tabella, l'induttanza dei fili di collegamento del condensatore è già dell'ordine di grandezza del circuito di oscillazione.
L'installazione della bobina variabile rende possibile la saldatura direttamente al condensatore. In tal modo gli influssi delle tolleranze di fabbricazione vengono sensibilmente ridotti ed i tempi di prova abbreviati. Grazie alla buona qualità della bobina variabile ed alle possibilità di trascurare le tolleranze indefinite dei fili di collegamento è dunque possibile nella banda IV e V, avvicinarsi a frequenze di ricezione intervallate di 8 MHz.
Si possono effettivamente miscelare con adattatori direzionali (adattatore ad anello, circuito a farfalla) anche canali vicini senza nessun effetto, tuttavia con scarsa selezione ed una attenuazione di passaggio notevolmente superiore. Per collegamenti di antenne di ricezione la selezione di un adattatore è molto importante. Solo un adattatore selettivo impedisce che il segnale ricevuto venga trasferito al ricevitore e non all'antenna non destinata a riceverlo.

A.

Al Centro Commerciale Americano strumenti USA per i ricercatori Italiani

« Strumenti scientifici ed attrezzature da laboratorio » in una rassegna al Centro Commerciale Americano dal 16 al 22 settembre.

Proseguendo nella serie dei « 5 Rendez-Vous con la Tecnologia USA » il Centro Commerciale Americano di Milano (Quartiere Fiera - via Gattamelata 5 - tel. 4696451) presenterà nel prossimo mese di settembre, dal 16 al 22, una mostra altamente specializzata di « Strumenti scientifici ed attrezzature da laboratorio».

La manifestazione si inquadra nello sforzo in Italia tendente a fornire gli scienziati ed i tecnici delle più moderne attrezzature per la ricerca scientifica. Permetterà inoltre di esaminare a Milano quanto di più moderno l'industria USA può offrire in tale settore, nel momento in cui è previsto che gli investimenti per la ricerca scientifica in Italia vengano quasi sestuplicati rispetto alle cifre del 1964.

I dirigenti USA delle società espositrici saranno presenti durante il periodo della mostra per discutere accordi di rappresentanza, licenze di fabbricazione e per concludere affari con gli operatori economici ed i tecnici interessati.

In concomitanza con la mostra che osserverà il seguente orario: 9,30 - 12,30 e 14,30 - 18,00 (sabato, domenica e feste incluse) verrà organizzato in collaborazione con l'Istituto di Ricerche Farmacologiche « Mario Negri » un **Corso di Strumentazione per Laboratori di Ricerca Medico Biologica.**

Nella galleria annessa alla mostra verrà inoltre allestita una « Personale » dello scultore **Valerio De Corzent,** che presenterà per l'occasione una serie di sculture, tempere e bassorilievi ispirati ai temi della ricerca scientifica e tecnica.

Per quanto concerne poi l'attività del U.S.A. Trade Center nei mesi di ottobre e novembre, è stato raggiunto un accordo di collaborazione con la II Rassegna Int. della Chimica, contemporaneamente alla quale il Trade Center allestirà **dall'8 al 16 ottobre** una mostra di **« Attrezzature per l'Industria Chimica »**; mentre a **novembre (dal 19 al 25)** avrà luogo la mostra di **« Componenti Elettronici »**, che chiuderà il ciclo dei « 5 Rendez-Vous con la tecnologia USA » iniziato a maggio.

La serie di mostre successive verrà aperta **dal 7 al 13 dicembre** con una rassegna sul tema **«Apparecchi e componenti per alta fedeltà e stereofonia ».**

Raoul Biancheri

La televisione nei reattori nucleari*

Equipaggiamento elettronico per telecamera completamente a transistori.

Montaggio di una camera di controllo di bersaglio su un acceleratore Van de Graff.

Telecamera per uso nucleare equipaggiata esclusivamente con Nuvistor.

(*) Rielaborato da *Electronique Industrielle*, gennaio 1966, pag. 14.

SEMPRE PIÙ IMPIEGATA negli svariati rami dell'attività umana, dal controllo degli assegni bancari alla sorveglianza dei processi chimici o metallurgici e a quella delle comunicazioni ferroviarie, marittime e stradali, la televisione in circuito chiuso è entrata nel campo nucleare, sia che si tratti del controllo dei reattori sperimentali o di quello delle moderne centrali. Per questo impiego, dove l'ambiente è pericoloso, veramente mortale per l'uomo, si sono dovuti studiare apparati speciali, resistenti all'influenza delle radiazioni ed a quella delle alte temperature. L'articolo che segue mostra a quali caratteristiche debbano rispondere le telecamere per la ripresa, come sono state superate le difficoltà incontrate e quali risultati consentano di ottenere.
Una volta ancora la televisione in circuito chiuso supplisce l'uomo nell'osservazione dei fenomeni pericolosi. Ma questa volta il progresso è considerevole in rapporto alle applicazioni industriali già realizzate, giacchè si tratta della sorveglianza e del controllo del nucleo stesso dei reattori nucleari.
Fino ad oggi la televisione in circuito chiuso è stata molto spesso posta a contribuire alla sorveglianza di punti poco accessibili o in cui l'osservazione si riveli difficile per l'uomo, e spesso veramente pericolosa.
Una delle sue più tipiche applicazioni concerne, ad esempio, la sorveglianza della combustione nelle caldaie. Certo, l'introduzione di una telecamera nel focolare di una caldaia evita di dover osservare direttamente la combustione attraverso un oblò o un periscopio; ma non si tratta, tutto calcolato che di un progresso che riguarda principalmente la comodità dell'operatore. Del resto, le difficoltà incontrate nella fabbricazione di telecamere resistenti a temperature più o meno elevate fanno parte dei problemi ordinari degli elettronici, ai quali questi problemi di resistenza del materiale al calore o al freddo sono familiari.
Con la televisione nucleare le dimensioni del problema cambiano. La telecamera destinata ad operare in ambiente nucleare non sostituisce un osservatore, poichè questo ambiente sarebbe letale per lui. Non si tratta più di aiutare l'uomo nell'adempimento del suo compito, migliorandone le condizioni di lavoro, ma di aumentare le sue possibilità con un nuovo mezzo di percezione.
D'altra parte gli effetti delle radiazioni emesse dai corpi radioattivi sono tanto nefasti sia per il classico materiale elettronico che per l'uomo. I semiconduttori, in particolare, sono distrutti molto rapidamente da queste radiazioni. Si è dovuto dunque ristudiare il problema della ripresa, scegliere materiali e componenti elettronici nuovi per creare telecamere atte a resistere a questo particolare ambiente.
Ciò è oramai in uso in numerose centrali di sperimentazione nucleare, ma alcune delle sue qualità procureranno certamente altri sbocchi nell'industria.

1. - LA TELECAMERA IN AMBIENTE NUCLEARE

1.1. - La scelta dei materiali.

Precauzioni particolari devono essere prese per la scelta dei materiali di base, che entrano nella fabbricazione di telecamere destinate alla ripresa in ambiente nucleare. In effetti non basta che questi metalli resistano alle radiazioni. È altresì necessario che essi possano essere attivi per queste, affinchè la telecamera possa essere ricuperata senza pericolo, dopo l'uso, mediante una decontaminazione semplice e di breve durata. Così gli acciai adottati per la fabbricazione del corpo della telecamera e degli accessori dovranno essere esenti, anche a dosi estremamente piccole, da metalli come il cobalto, ecc., che presentano dei periodi relativamente lunghi.
Inoltre, per la selezione dei vetri utilizzati per la confezione delle parti ottiche (obiettivo della finestra di ripresa dell'analizzatore d'immagine), si dovrà tener conto della resistenza alle radiazioni nucleari.
Generalmente, questi pezzi sono tagliati dai vetri speciali stabilizzati, ovvero da quarzo fuso. Per gli obiettivi succede nondimeno che le radiazioni determinano il loro annerimento in un periodo di tempo più o meno lungo. Tuttavia è possibile far loro ritrovare la trasparenza iniziale con un riscaldamento a circa 200° C. Comunemente molto usato, questo sistema esige evidentemente la realizzazione di obiettivi a lenti non incollate; i prodotti organici utilizzati normalmente non resistono a questa temperatura.

2. - L'EQUIPAGGIAMENTO ELETTRONICO

Per quel che concerne la parte elettronica, l'impiego dei semiconduttori, che rappresentano la forza dell'elettronica

Telecamera telecomandata a Vidicon « FEDEM » per osservazione nelle custodie.

moderna è da escludere completamente. Fortunatamente è apparsa da qualche tempo una serie di tubi elettronici con dimensioni comparabili a quelle dei transistori: i Nuvistor. Creati all'origine per risolvere determinati problemi di telecomunicazioni, i Nuvistor possono supplire a tutte le funzioni ordinariamente espletate dai tubi elettronici classici, con il vantaggio di possedere una dimensione ridotta e di non dissipare che una quantità minima di calore. Oltre alle loro caratteristiche elettriche eccellenti, questi nuovi tubi resistono bene alle temperature elevate ed alle radiazioni grazie alla loro struttura che impiega soltanto ceramica e metallo.

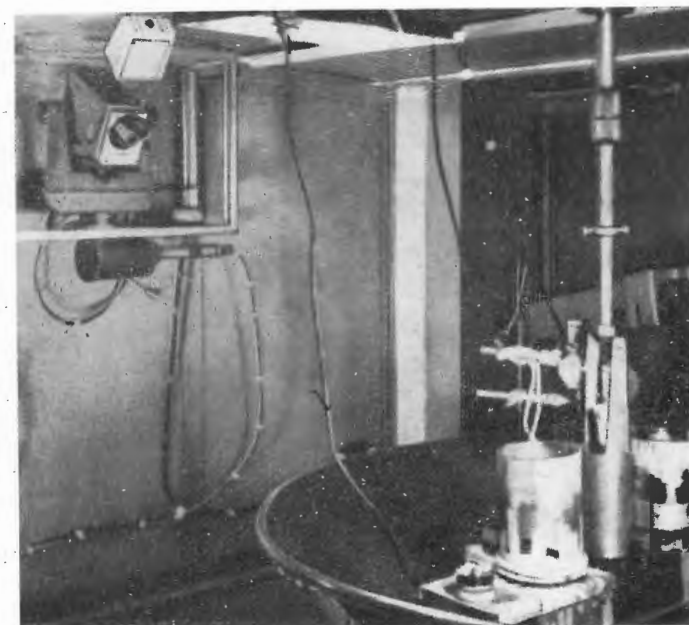
3. - I NUOVI VIDICONS

Nel campo della ripresa infine hanno fatto la loro apparizione dei nuovi Vidicons a focalizzazione elettrostatica. Conservando tutta la finezza d'immagine dei loro primogeniti, consentono di realizzare telecamere più piccole e più sicure, eliminando le ingombranti bobine di focalizzazione, in cui la resistenza alla temperatura ed alle radiazioni si era rivelata deficiente.
La fig. 1 mostra gli ingombri rispettivamente del tubo « FEDEM » e di un classico tubo di ripresa Vidicon a focalizzazione elettromagnetica utilizzato nella televisione industriale. Aggiungiamo inoltre che il guadagno nel rendimento e nel peso, che risulta dall'uso di questi tubi Vidicons « FEDEM » presenta ugualmente un certo interesse per la realizzazione di telecamere ad uso spaziale.

4. - LA TELECAMERA A VIDICONS « FEDEM »

4.1. - Telecamere per ambienti nucleari.

Allorchè la televisione è utilizzata in ambiente nucleare, per le esperienze condotte nello spazio libero, possono essere usate telecamere di dimensioni classiche, riunendo i vantaggi che abbiamo enumerato. Il modello THV163 ad esempio, non occupa che un volume di 2 dm³ circa, pesa kg 1,8 e può essere equipaggiato con una vasta gamma di obiettivi e di accessori telecomandati (obiettivi a focale variabile, piattaforma mobile nei due piani, orizzontale e verticale). Efficacemente protette dalle radiazioni grazie alla loro stessa concezione, queste telecamere sono utilizzate in gran numero di esemplari per la sorveglianza delle sale in cui si trovano le pile e gli acceleratori, per la sperimentazione di biologia, fisica, chimica, per l'osservazione della sagoma degli acceleratori, la guida degli strumenti di manipolazione e di manutenzione telecomandati.
Vengono impiegati allora tubi da ripresa Vidicon a focalizzazione elettromagnetica, associati ad un circuito elettronico interamente equipaggiato con tubi subminiaturizzati e con Nuvistor.

Posto di comando di due telecamere per la sorveglianza di una cellula calda.

Dispositivo per radiazioni con radioisotopi sorvegliato con una telecamera completamente telecomandata.

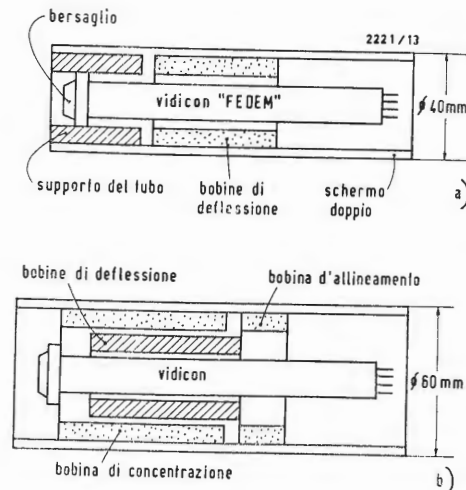
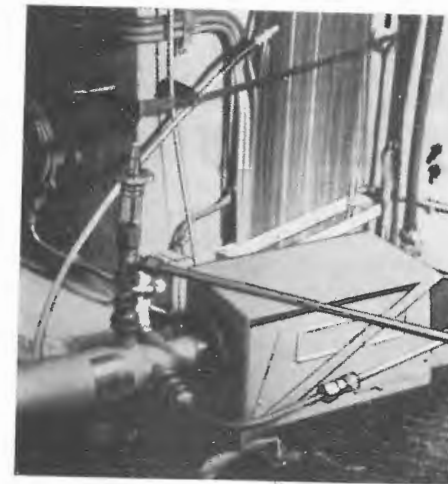
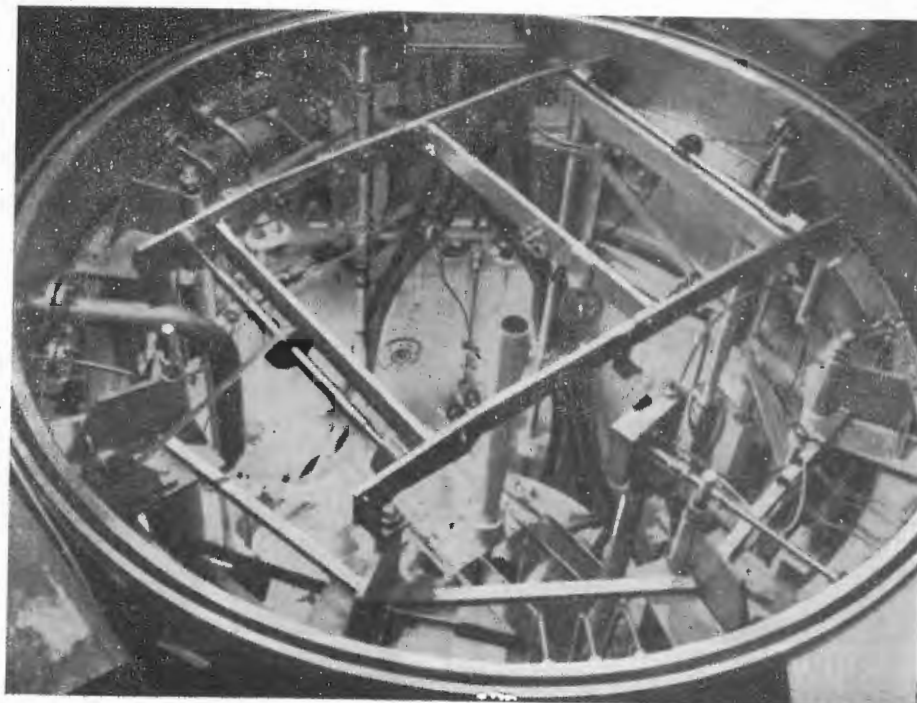



Fig. 1 - Confronto tra un gruppo di ripresa equipaggiato con un Vidicon « FEDEM » ed un gruppo fornito di un classico Vidicon a concentrazione elettromagnetica.

Disposizione della telecamera all'esterno del reattore.

4.2 Camera di sorveglianza del cuore dei reattori

La sorveglianza stessa del cuore dei reattori nucleari necessita, per contro, dell'impiego di telecamere di dimensioni molto più ridotte, adattate alla forma dei canali stagni per costruzione e capaci di resistere a temperature elevate.

Per questa ragione è stato messo a punto e realizzato un modello equipaggiato con un tubo Vidicon « FEDEM » che è attualmente la più piccola telecamera del mondo, utilizzando essa un tubo da ripresa di 26 mm (1") ad alta definizione.

Cuore del reattore nucleare Alizé sulla parete del quale si scorge l'obiettivo della telecamera.

Si distingue perfettamente nella fotografia della telecamera il periscopio di osservazione che penetra attraverso l'isolamento termico del reattore.

La parte elettronica ha un diametro di soli 40 mm ed una lunghezza di 300 mm circa; ma quando è collocata in una custodia refrigerata a gas carbonico, che contiene inoltre l'obiettivo ed i sistemi di telecomando, le dimensioni della telecamera non superano, rispettivamente, 60 mm e 600 mm (fig. 2).

Il flusso utilizzato per il raffreddamento, convogliato da un condotto situato al centro del cavo multiconduttore collegante la telecamera al suo apparato di controllo, attraversa il circuito elettronico dopo la custodia esterna a doppia parete, prima di essere portato all'esterno.

Si intende che questa custodia non è necessaria che nelle condizioni estreme di temperatura ed il blocco elettronico solo può essere utilizzato ed integrato, ad esempio, con degli strumenti di manipolazione telecomandati.

La mira ottica può essere effettuata in due modi. Nel primo caso, l'obiettivo è utilizzato solamente con un sistema di telecomando e permette una visione assiale all'interno dei tubi, nell'acqua di una vasca ecc. (fig. 3), essendo l'angolo di campo di 90°.

Nel secondo caso, uno specchio, che forma un angolo di 45° con l'asse della camera, è montato davanti all'obiettivo (fig. 4). La sua rotazione attorno l'asse della camera è comandata da un motore elettrico, il che consente la visione laterale per l'esame della superficie interna dei canali di grafite utilizzati nei reattori nucleari di tutti i tipi.

Il campo di ripresa è allora di 60°. Aggiungiamo che l'illuminazione necessaria è estremamente ridotta, essendo la sensibilità del tubo Vidicon (equivalente a 1500 ASA) maggiore di quella delle migliori emulsioni fotografiche. Questa illuminazione è ottenuta grazie all'aiuto di lampade a « quarzo iodio » di piccole dimensioni e di 100 W di potenza, che sono disposte sia attorno all'obiettivo (visione assiale), sia ai lati dello specchio rotante (visione laterale).

Tra le prestazioni attribuite a questa nuova telecamera, si rilevano, oltre a quelle già citate, la sorveglianza dei circuiti di carico dei reattori nucleari, l'esplorazione dei canali per la localizzazione delle scorie, l'osservazione della dispersione gassosa alla superficie dei tubi di forza nelle pile e dello stato delle saldature, ecc. Ma non c'è alcun dubbio che, come i loro prototipi, queste telecamere troveranno altre applicazioni al di fuori della tecnica nucleare.

Le loro ridotte dimensioni e la loro eccellente resistenza alla temperatura dovranno, in effetti, aprire loro larghi sbocchi per la sorveglianza dei tubi nelle raffinerie di petrolio e le industrie chimiche, per il convogliamento del calore nelle centrali termiche ecc., senza contare tutte le nuove applicazioni della televisione che non mancheranno di essere previste dai ricercatori e dagli industriali. *A*

Fig. 2 - Vista di una telecamera munita di un tubo da ripresa « FEDEM » a circolazione di gas carbonico, destinata al controllo dei canali nei reattori nucleari.

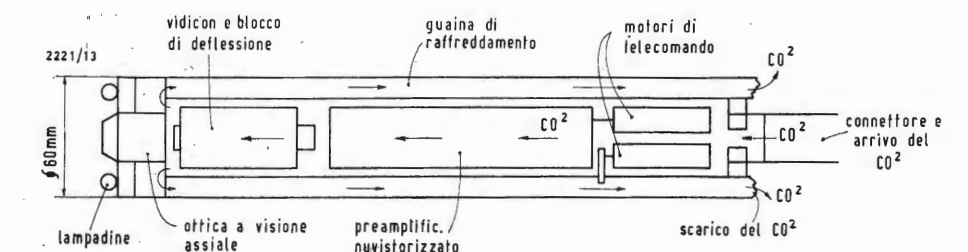



Fig. 3 - Gruppo ottico di visione assiale per telecamera ad uso nucleare.

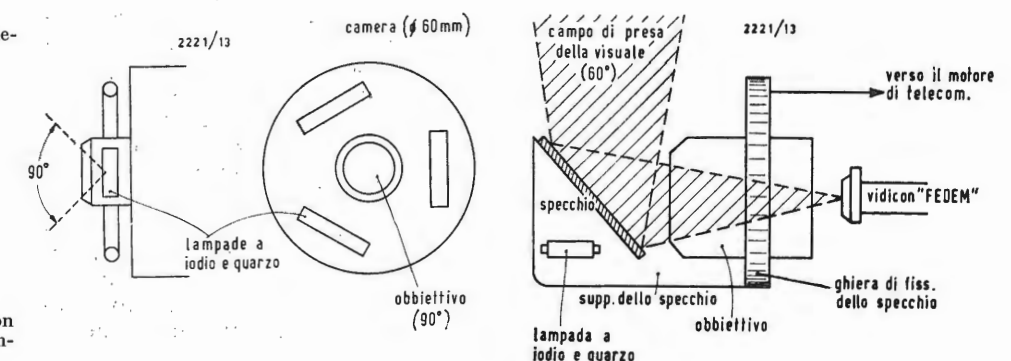



Fig. 4 - Gruppo ottico a visione laterale, con specchio a 45°, per telecamere destinate al controllo nei reattori nucelari.

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per. ind. Renato Magnani

Generatore di onde quadre HP 211 A

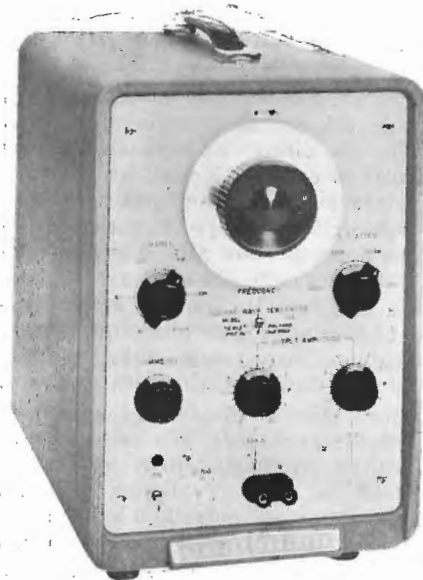



Fig. 1 - Fotografia dello strumento.

1. - GENERALITÀ

Il generatore di onde quadre modello 211A della Hewlett Packard è uno strumento di precisione con possibilità di impiego assai vaste.

La sua larga banda di funzionamento (da 1 Hz a 1 MHz) permette infatti di usare questo strumento per la prova di amplificatori video, linee di ritardo, attenuatori, filtri ed amplificatori ad alta fedeltà.

Esso può servire come trigger variabile per la prova di contatori elettronici, telemisure, codici ad impulsi, interruttori elettronici ed altre similari applicazioni.

Molte apparecchiature con risposta non lineare possono funzionare correttamente solo con una ben determinata forma d'onda in ingresso; in queste condizioni la prova effettuata con segnale sinusoidale non fornirebbe alcuna indicazione reale del funzionamento dell'apparecchio. La prova effettuata con un generatore di onde quadre permette invece di simulare il reale segnale di ingresso per cui l'apparecchiatura è stata progettata.

La prova di apparecchiature elettroniche effettuata con onde quadre è inoltre di grande rapidità in quanto la completa caratteristica di risposta dell'apparecchio può essere rivelata, mediante un oscilloscopio, con un solo segnale di prova; si noti che le prove effettuate con onde quadre risultano essere misure dinamiche.

In molte apparecchiature, infine, è proprio il responso alle onde quadre che interessa come dato principale; in questo caso la prova con segnale sinusoidale risulterebbe molto più lunga e noiosa oltre ad essere meno diretta.

Il generatore 211A può funzionare sia in oscillazione libera sia comandato in sincronismo da un segnale esterno, sinusoidale od a impulsi positivi, di ampiezza di almeno 5 V di picco.

Lo strumento è provvisto posteriormente di un commutatore per il passaggio dall'alimentazione a 115 V (valore normale americano di rete) a quella a 230 V.

Le applicazioni che sono state sopraelencate e le molteplici altre possibili rendono, a nostro avviso, il generatore di onde quadre uno strumento indispensabile in ogni laboratorio ben attrezzato.

2. - DATI TECNICI

Gamma di frequenza: da 1 Hz a 1 MHz con copertura continua.

Uscita a bassa impedenza: — 3,5 V di picco su 75 Ω di chiusura; — 7 V con circuito aperto. Tempo di salita inferiore a 0,02 μsec.

Uscita ad alta impedenza: — 27 V di picco su 600 Ω di chiusura; — 55 V con circuito aperto. Tempo di salita inferiore a 0,1 μ sec.

Differenza di fase: i segnali delle uscite a bassa ed alta impedenza sono sfasati di 180°.

Controlli di livello: la tensione di uscita è variabile con continuità mediante potenziometri su ambedue le uscite. Sull'uscita a bassa impedenza è inoltre previsto un attenuatore da 60 dB, variabile con 3 scatti da 20 dB.

Controllo della frequenza: la gamma di funzionamento viene impostata tramite un commutatore a 6 posizioni. La variazione continua di frequenza, nell'ambito della gamma impostata, viene effettuata tramite una manopola con scala tarata da 1 a 10.

Controllo di simmetria: è previsto un potenziometro di regolazione per l'esatto bilanciamento dell'onda quadra in uscita.

Ingresso di sincronismo: per il pilotaggio del sincronismo si richiede un'onda sinusoidale od impulsi positivi, con ampiezza di picco di almeno 5 V.

Ventilazione: forzata con ventilatore interno.

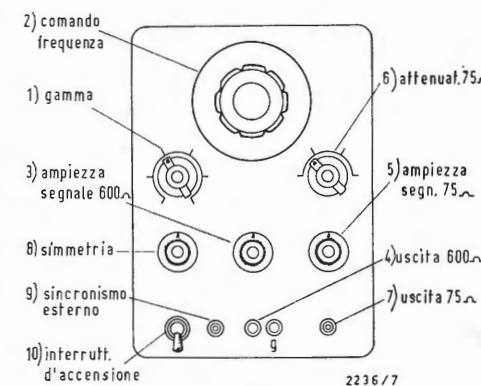
Alimentazione: a 115 o 230 V c.a. ± 10%, 50 ÷ 60 Hz.

Assorbimento: 225 W.

3. - CONTROLLI E TERMINALI DELLO STRUMENTO

In Fig. 2 sono visibili tutti i comandi ed i terminali d'uscita dello strumento. Le diciture riportate, qui di seguito, sono quelle originali, inglesi:

1. Range: comando di selezione di gamma della frequenza di uscita. Si tratta di un commutatore a 6 posizioni che inserisce, nel circuito del multivibratore, dei circuiti *RC* a diverse costanti di tempo in modo da ottenere la prestabilita gamma di frequenza di funzionamento.

2. Frequency: Comando di variazione continua della frequenza di uscita, tarato dall'1 al 10; si tratta di un potenziometro inserito in modo da poter variare la tensione di griglia del multivibratore e, di conseguenza, la frequenza di funzionamento nell'ambito della gamma prescelta col comando di « Range ».

3. Output amplitude 600 Ω: potenziometro per la regolazione dell'ampiezza del segnale presente ai terminali di uscita a 600 Ω.

4. Output signal: uscita del segnale a 600 Ω, realizzata con boccole del tipo a banana. Detti terminali possono inoltre servire come uscita del segnale di sincronismo quando viene usata l'uscita a 75 Ω.

5. Output amplitude: potenziometro per la regolazione dell'ampiezza del segnale presente al jack d'uscita a 75 Ω.

6. 75 Ω Atten: attenuatore da 60 dB, con 20 dB per scatto, inserito sul circuito d'uscita del segnale a 75 Ω.

7. Output signal: uscita del segnale a 75 Ω, realizzato con un connettore di tipo BNC. Detto connettore può servire come uscita del segnale di sincronismo quando viene usata l'uscita a 600 Ω.

8. Symmetry: comando per la regolazione della simmetria dell'onda quadra in uscita. Si tratta di un potenziometro, inserito nel circuito di placca del multivibratore, che provvede al bilanciamento del segnale applicato alle griglie dei tubi del multivibratore stesso ed equalizza, quindi, ciascuna semionda quadra del segnale in uscita.

9. Sync in: connettore di tipo BNC per l'applicazione del segnale di sincronismo esterno, che deve essere di tipo sinusoidale o a impulsi positivi con ampiezza di almeno 5 V di picco. Si noti che quando viene applicato il segnale di sincronismo esterno il comando di « Frequency » dev'essere tenuto ad un valore di frequenza leggermente inferiore a quello del segnale di sincronizzazione.

10. ON: interruttore per l'alimentazione dell'apparecchio. Sopra questo è montata la lampadina-spia d'accensione.

Fig. 2 - Pannello frontale di comando.

4. - DESCRIZIONE SCHEMA A BLOCCHI

In Fig. 3 è riportato lo schema a blocchi dello strumento; sullo schema sono indicati inoltre i punti di controllo dell'apparecchio.

Il « cuore » dello strumento è un normale multivibratore stabilizzato ad accoppiamento di placca che provvede alla generazione di onde approssimativamente rettangolari.

A questo stadio sono applicati i controlli di simmetria, frequenza e gamma dell'onda generata.

Il multivibratore può funzionare sia in oscillazione libera che comandato da uno stadio a « trigger di Schmitt » per il comando di sincronizzazione.

L'ingresso del trigger è collegato ad un connettore BNC montato sul pannello mentre l'uscita è accoppiata al multivibratore per il comando dello stesso.

Dal multivibratore vengono ricavati due segnali uguali, in opposizione di fase, che vengono applicati all'amplificatore-tosatore; questo amplificatore serve inoltre come stadio pilota per i tubi finali.

Le uscite dell'amplificatore pilota sono quindi collegate allo stadio di potenza ed infine, da questo, viene ricavato il segnale utile che, attraverso due separati controlli di ampiezza ed un attenuatore per l'uscita a 75 Ω, viene collegato ai terminali di uscita.

5. - CIRCUITO ELETTRICO

Nella Fig. 4 è riportato lo schema elettrico dello strumento che, contrariamente a quanto si potrebbe supporre dalle notevoli prestazioni offerte, non è affatto complesso.

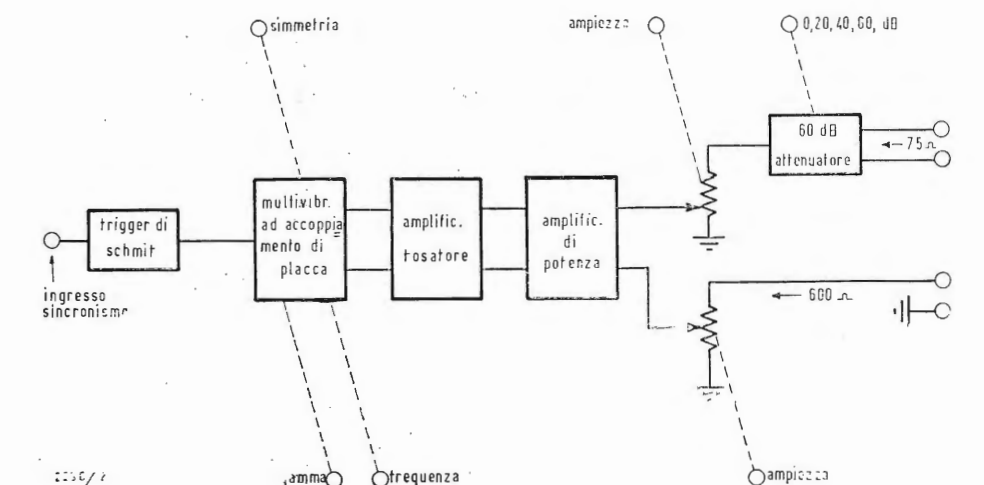



Fig. 3 - Schema a blocchi e comandi.

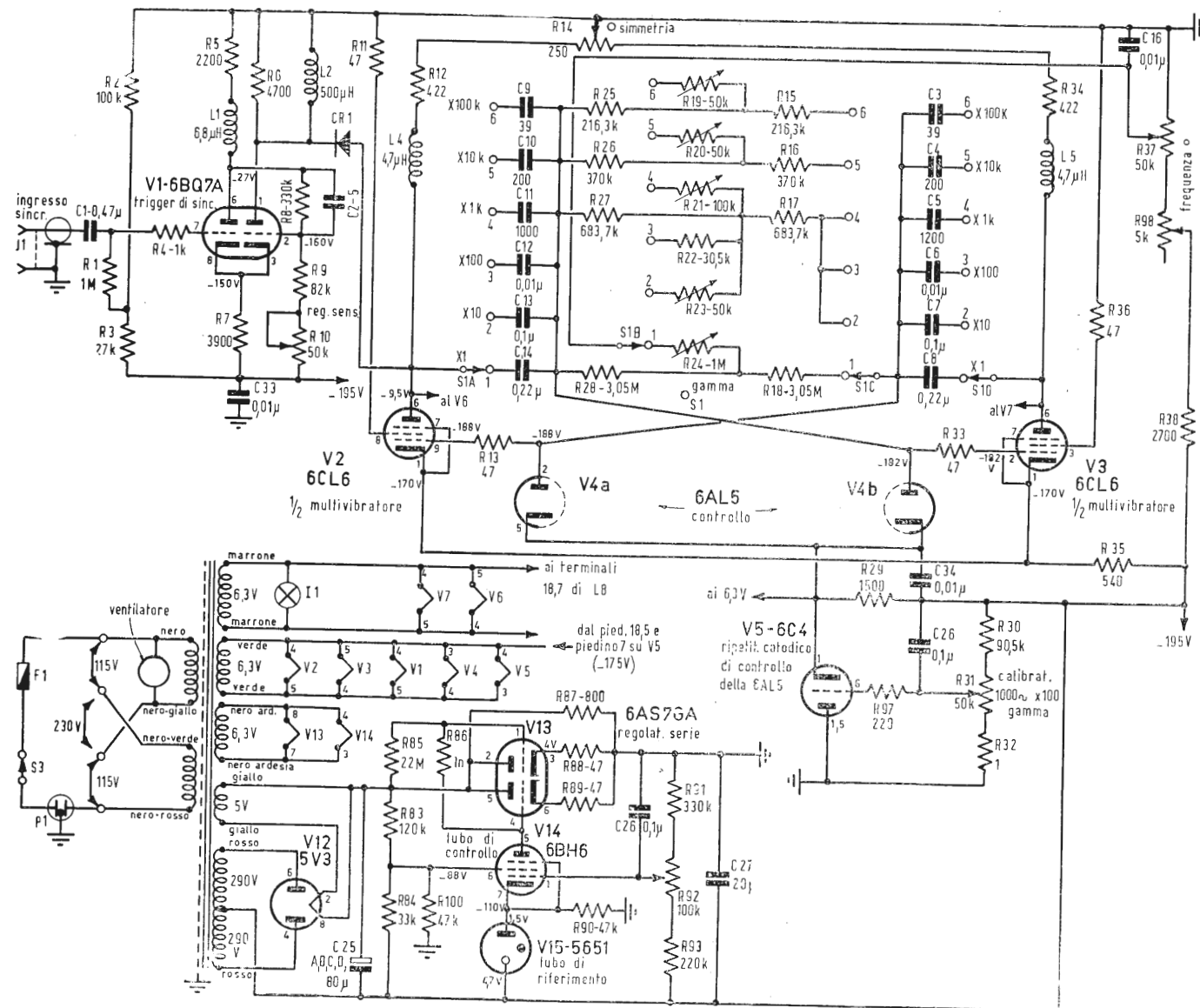



Fig. 4a - Schema elettrico (multivibratore e alimentazione).

Procediamo qui di seguito ad una breve descrizione d'ogni singolo stadio:

1) Alimentatore.

Si tratta di un convenzionale alimentatore stabilizzato in tensione.

La tensione di alimentazione viene raddrizzata da un doppio diodo 5V3; il diodo a gas 5651 fornisce la tensione di riferimento per il tubo di controllo 6BH6 mentre la griglia comando di questo è connessa al potenziometro R92 e risente quindi delle variazioni della tensione di uscita.

La griglia del tubo regolatore serie 6AS76A viene comandata dalla tensione d'errore presente sulla placca del tubo di controllo 6BH6 in modo da compensare le variazioni della tensione d'uscita.

Su una delle sezioni a 115 V del primario del trasformatore d'alimentazione è inserito il ventilatore.

2) Trigger di sincronismo.

Si tratta di un normale circuito a « trigger di Schmitt » che effettua lo « switch » con l'applicazione di un segnale sinusoidale od impulsi positivi. Si notino le induttanze L_1 e L_2 poste sul circuito anodico dei 2 tubi del trigger in modo da generare degli impulsi di autoinduzione ad ogni cambiamento di stato del trigger.

Poichè il trigger commuta sia durante il tratto crescente dal segnale di ingresso che durante il tratto decrescente vengono generati, nelle bobine L_1 od L_2, due impulsi di cui uno positivo e l'altro negativo.

L'impulso negativo è accoppiato, tramite il diodo CR_1, alla placca del tubo

V_2 del multivibratore e di conseguenza alla griglia del tubo V_3 portandolo quindi all'interdizione; di conseguenza inizia a condurre il tubo V_2.

Per ottenere l'effetto di sincronizzazione è chiaro che il segnale negativo del trigger deve raggiungere la griglia di V_3 prima che il tubo sia interdetto per effetto del normale funzionamento in oscillazione libera.

Questa condizione può essere ottenuta dall'operatore tenendo il comando di « Frequency » ad un valore leggermente inferiore a quello del segnale di sincronizzazione. Il potenziometro R_{10}, che effettua il controllo di sensibilità del trigger, viene regolato, in sede di taratura, per una sensibilità di circa 3 V.

3) Multivibratore.

Il multivibratore è equipaggiato con i tubi V_2 e V_3 montati in un circuito convenzionale ad accoppiamento di placca. La frequenza di funzionamento viene variata per mezzo del potenziometro R_{37} (Frequency) che effettua il controllo della tensione di griglia del multivibratore. La gamma di funzionamento viene prescelta per mezzo del commutatore S_2 che inserisce diversi circuiti RC, con diverse costanti di tempo, nel circuito di ritorno di griglia. Il doppio diodo 6AL5 svolge una funzione di stabilizzazione della frequenza di funzionamento; esso controlla la corrente del tubo conduttore e quindi controlla la caduta di tensione sul resistore di placca del tubo stesso. Questa caduta di tensione viene regolata per mezzo del potenziometro R_{31} sul ripetitore catodico di controllo del doppio diodo. Poichè questa regolazione determina la tensione di « start » per il tubo interdetto ne consegue che si varia anche la frequenza di funzionamento del multivibratore; il potenziometro R_{31} viene infatti usato per la calibrazione iniziale sui 1000 Hz nella gamma × 100.

Dalle placche dei tubi del multivibratore sono infine prelevati i segnali di uscita, sfasati di 180° per il comando dell'amplificatore-tosatore costituito dai tubi V_6 e V_7.

4) Amplificatore-tosatore.

I due tubi 6CL6 dell'amplificatore-tosatore funzionano, alternativamente in conduzione od in interdizione, come pilota dell'amplificatore finale di potenza.

Questo è accoppiato all'amplificatore

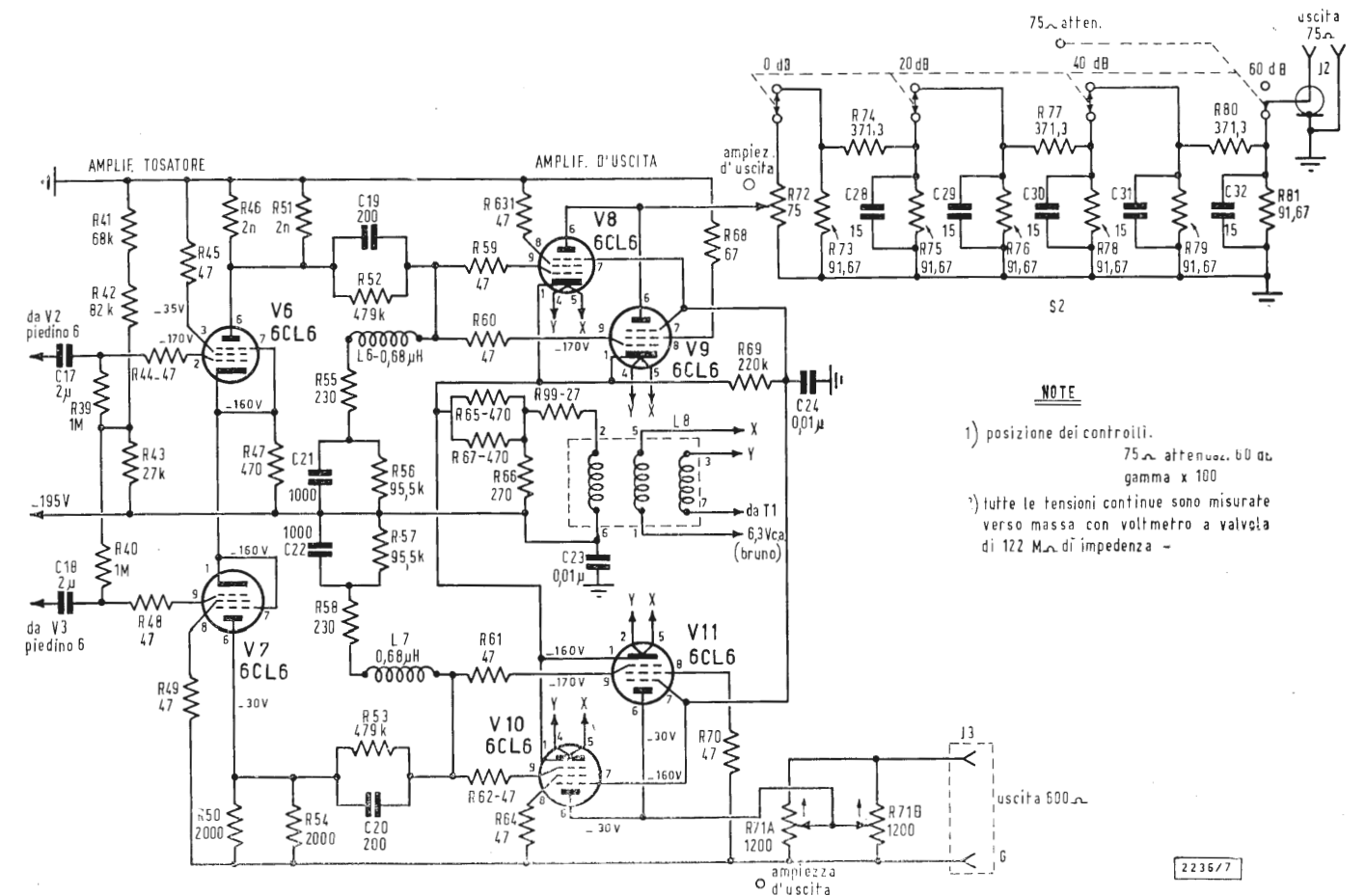



Fig. 4b - Schema elettrico (stadio d'uscita).

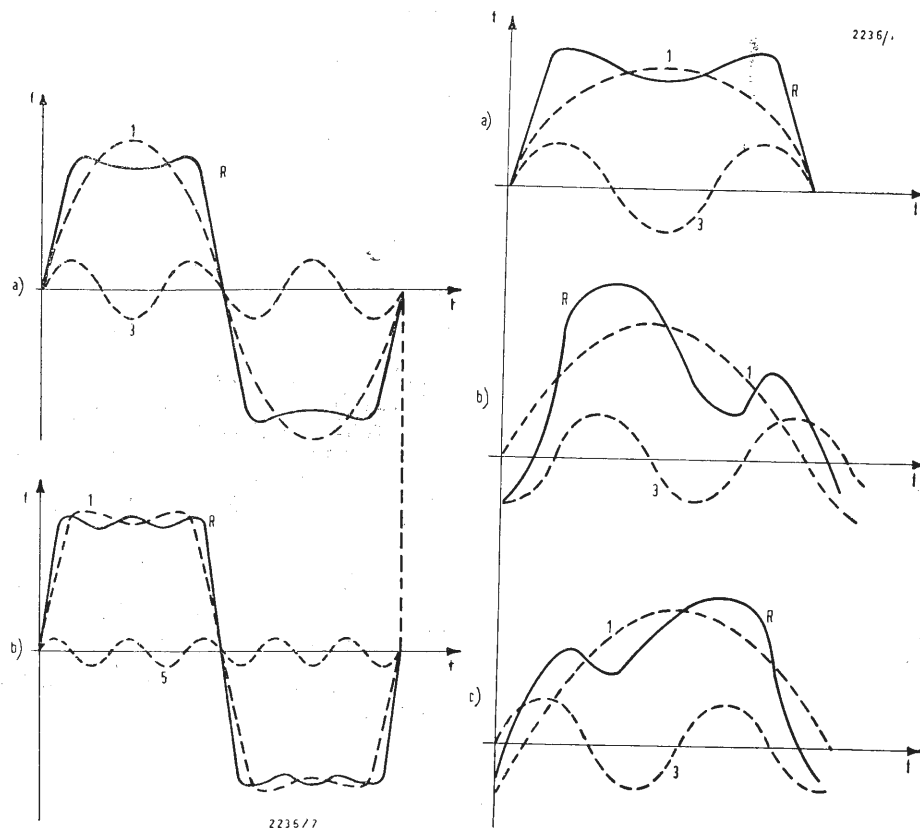



Fig. 6 - Nella figura viene mostrata l'influenza delle armoniche superiori sulla forma d'onda. In Fig. 6*a* è rappresentata un'onda quadra ottenuta dalla somma della 1ª e 3ª armonica. In Fig. 6*b* l'onda di cui alla figura precedente, indicata con 1., viene sommata alla 5ª armonica; i fronti dell'onda divengono ora nettamente più ripidi. In queste condizioni è facile comprendere come un amplificatore con cattiva risposta alle frequenze alte aumenti il tempo di salita dell'onda quadra applicata all'ingresso.

Fig. 7 - In figura sono rappresentati i tre « tipi » fondamentali di presentazione dell'onda quadra in relazione allo sfasamento introdotto dall'amplificatore. In figura, per semplicità, si sono indicate solamente la 1ª, la 3ª armonica contrassegnate rispettivamente con 1. e 3.; l'onda quadra risultante è indicata con *R*.
In Fig. 7*a* la 1ª armonica è in fase con l'armonica superiore, e quindi l'onda è perfettamente bilanciata; in *b* la 1ª armonica è in anticipo di fase rispetto alla 3ª armonica o ne consegue, quindi, un innalzamento dal fronte iniziale.
In Fig. 7*c*, infine, l'onda fondamentale è in ritardo rispetto alla 3ª armonica e quindi l'onda quadra risultante presenta un fronte finale rialzato.

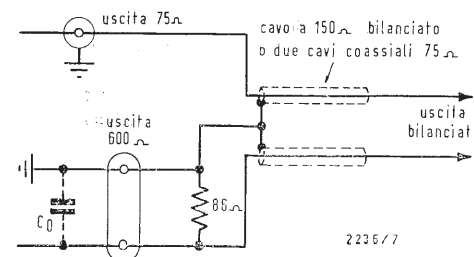



Fig. 5 - Circuito per ottenere una uscita bilanciata dal 211A. In parallelo all'uscita a 600 Ω viene collegata una resistenza da 86 Ω in modo da portare l'impedenza totale a 75 Ω. Il segnale viene poi prelevato mediante un cavo bilanciato a 150 Ω o due cavi coassiali a 75 Ω. Si noti che in questo modo viene ridotta la costante di tempo, formata dalla capacità parassita interna C_0 e dalla *R* interna del generatore, dell'uscita a 600 Ω in modo che il tempo di salita del segnale prelevato a questi terminali scende a valori prossimi a quelli dell'uscita a 75 Ω.

tosatore per mezzo di un circuito a larga banda costituito da C_{19} e R_{52}, C_{20} e R_{53}, $R_{55} \div R_{58}$, C_{21} e C_{22}.

Questo circuito è tale da mantenere una tensione costante, indipendente dalla frequenza, sulla griglia dei tubi finali.

Alle frequenze più basse la tensione d'uscita del tosatore viene ricavata dalla normale caduta sui resistori di placca R_{46}, R_{50}, R_{51}, R_{54}. Alle alte frequenze il carico effettivo viene ridotto in modo da mantenere un breve tempo di salita dell'onda quadra. Il circuito di carico per le alte frequenze è: C_{19}, L_6, R_{55}, C_{21}, C_{23} e massa; analogamente per l'altra sezione del circuito. In tal modo le effettive resistenze di carico divengono R_{55} e R_{58} in parallelo alle normali resistenze di carico viste precedentemente.

5) Stadio di potenza.

L'amplificatore finale di potenza è equipaggiato con 4 tubi 6CL6 montati a due a due in parallelo.

Sui catodi dei tubi è inserito un circuito di compensazione, costituito da R_{65}, R_{66}, R_{67} ed L_8, dagli effetti della capacità degli elementi dei tubi durante la commutazione dei tubi stessi. Questo circuito di compensazione genera infatti dei transitori con segno opposto a quello dei transitori prodotti nei tubi durante la commutazione in modo da mantenere un breve tempo di salita dell'onda quadra amplificata.

Ciascuna sezione dell'amplificatore di potenza fornisce un segnale per ciascuna delle due uscite del generatore. Ambedue le uscite sono quindi controllate da un diverso potenziometro regolatore di livello.

Per la sezione a 600 Ω il potenziometro viene costituito da due da 1200 Ω in parallelo in modo da poter dissipare l'elevata potenza presente. Il segnale a 75 Ω viene quindi controllato da un attenuatore da 60 dB max con 3 scatti da 20 dB.

6. - NOTE APPLICATIVE

Per l'esecuzione di alcune misure può essere utile il disporre di un segnale bilanciato; questo può essere ottenuto dal 211A senza alcuna modifica allo strumento, semplicemente con il circuito di Fig. 5.

Riteniamo utile dare qui di seguito alcuni cenni sull'interpretazione all'oscilloscopio dei segnali ricavati all'uscita di un amplificatore sottoposto ad un controllo con segnale in onde quadre. Le onde quadre sono molto ricche di armoniche ed, in molti casi, si possono avere con una sola misura delle indicazioni sul responso in frequenza, rotazione di fase e responso ai transitori dell'amplificatore.

Come si può vedere in Fig. 6 un lungo tempo di salita dell'onda quadra denuncia una cattiva risposta alle frequenze alte. Una esaltazione delle frequenze alte viene invece segnalata dalla presenza di un picco di livello, a breve tempo di salita, sul fronte d'onda iniziale.

Infatti le armoniche superiori dell'onda quadra, oltre a migliorare la forma d'onda, rendono ripido il fronte di salita dell'onda stessa.

Notevoli alterazioni della forma dell'onda possono inoltre derivare da sfasamenti del segnale amplificato.

Un anticipo di fase dell'onda fondamentale tende ad innalzare il livello del fronte d'onda iniziale mentre uno sfasamento in ritardo tende ad innalzare il fronte finale come mostra chiaramente la Fig. 7.

Per semplicità si sono rappresentate solo la 1ª e la 3ª armonica e l'onda quadra risultante.

Una eventuale tendenza all'innesco dell'amplificatore in prova viene denunciata dalla presenza di oscillazioni smorzate sulla parte piana dell'onda, al termine del fronte iniziale. *A*

dott. ing. Antonio Turrini

La ricezione nel processo multiplex di stereofonia*

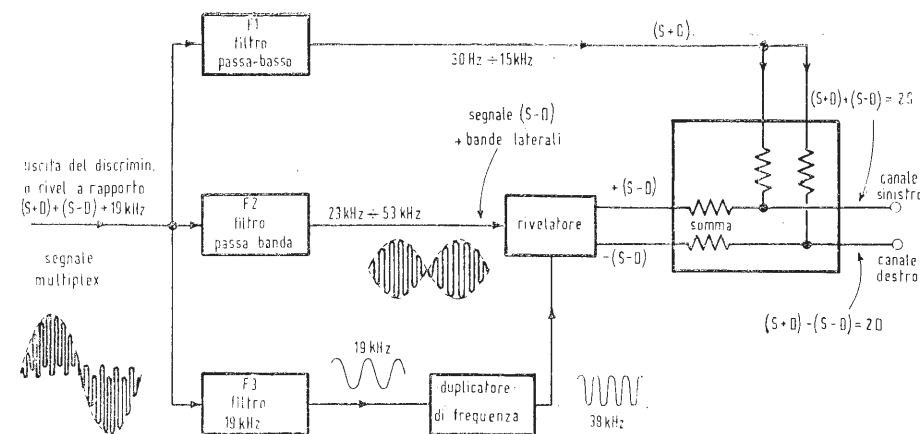
1. - TECNICA DELLA RICEZIONE

Se ben ricordiamo, la portante VHF irradiata dal trasmettitore è modulata da una parte, per il primo canale, dalla somma ($S + D$) dei segnali captati dai microfoni di entrambi i canali, dall'altra, per il secondo canale, dalle sole bande laterali di una subportante a 38 kHz, essa stessa modulata in ampiezza a partire dal segnale differenza ($S — D$). Si noti che a tutto ciò viene ad aggiungersi un segnale sinoidale a 19 kHz — detto frequenza pilota — e la cui 2ª armonica permette di ricavare la sottoportante a 38 kHz. Come risultato pratico, la banda di frequenze così trasmessa si estende praticamente da 30 Hz a 53 kHz. È dunque necessario per ciò che segue, che il ricevitore impiegato abbia una risposta in frequenza nettamente superiore a quella occorrente in monofonia, raggiungendo infatti 53 kHz entro — 1 dB almeno. Non è d'altronde tutto: bisognerà che questo stesso ricevitore abbia anche un'eccellente risposta fase-frequenza, quest'ultima essendo in diretta dipendenza dalla diafonia fra i canali e il tasso di distorsione dei segnali di audio frequenza (a. f.).

(*) Toute l'Electronique, novembre 1965, pag. 431.

1.1. - La decodificazione per somma

A condizione che il ricevitore adottato abbia la banda passante di almeno 53 kHz, si trova all'uscita dello stadio rivelatore un segnale complesso, ponendosi nelle condizioni particolari sopra definite. Si dubita di poter utilizzare questo segnale tale e quale. Un certo numero di operazioni sono indispensabili, e permetteranno di ricostituire il canale somma ($S + D$), la frequenza pilota a 19 kHz e l'insieme delle bande laterali dalle quali si estrarrà il segnale differenza ($S — D$). Si può arrivarci per mezzo di un circuito come quello schematizzato in fig. 1 e che deve essere connesso all'uscita del discriminatore o del rivelatore a rapporto. Tre tipi di filtri permettono di operare le selezioni indispensabili. Il primo (F_1), passabasso, fornisce direttamente il segnale $S + D$ (30 Hz ÷ 15 kHz); il secondo (F_2), passabanda, fornisce le bande laterali di modulazione modellate dal segnale $S — D$ (23 kHz ÷ 53 kHz); il terzo (F_3), accordato a 19 kHz, estrae la frequenza pilota, che, inviata nel duplicatore di frequenza, procura il segnale a 38 kHz necessario al funzionamento dello stadio demodulatore.

A questo punto il problema consiste nell'aggiungere questa subportante a 38 kHz (soppressa in trasmissione) alle bande laterali di modulazione per ricostituire un'onda modulata in ampiezza e nell'effettuare la rivelazione per mezzo di due diodi collegati in senso inverso, in modo da ritrovare i segnali $+ (S — D)$ e $— (S — D)$.

Dopo di che, per ottenere le informazioni corrispondenti ai canali destro e sinistro, non resta che effettuare la somma algebrica di questi segnali con quelli presenti all'uscita di F_1, cioè con $S + D$. In tal modo per il canale sinistro si ha (v. fig. 1): $S + D + S — D = 2\,S$; e per il canale destro: $S + D — S + D = 2\,D$. Siccome il fattore 2 è comune ai due canali, non ha alcun significato pratico. Si ritrovano dunque in queste condizioni i due segnali S e D, come si presentavano in ogni canale al momento della presa del suono.

1.2 - Trasformazione del segnale multiplex.

Ma per ben stabilire ciò che avviene in realtà, il meglio è ancora considerare le varie trasformazioni subite dal segnale complesso, presente all'uscita del discriminatore o del rivelatore a rapporto. Cominciamo coll'esaminare ciò che accade quando, in trasmissione, si modula solo il canale destro. In questo caso, all'uscita dello stadio rivelatore, si trova un segnale come quello di fig. 2*a*. Sommandogli la sottoportante a 38 kHz (fig. 2*b*), si ottiene un'onda simile a quella di fig. 2*c*. Questo è semplicemente un segnale modulato in ampiezza, la cui rivelazione secondo un processo classico, non comporta alcuna difficoltà. Cosa interessante da constatare: solo un lato dell'onda risulta modulato in ampiezza. Così rimane il posto, sull'altro lato, per il segnale di bassa frequenza corrispondente al secondo canale e la cui rivelazione si potrà effettuare indipendentemente dal primo.

Vediamo ora il caso in cui i due canali sono entrambi modulati in trasmissione. Il segnale ricevuto ha allora l'aspetto della fig. 3*a*. Come si è fatto sopra, sommiamo la sottoportante a 38 kHz, ottenuta dalla frequenza pilota 19 kHz (non rappresentata). Questa volta perveniamo al grafico di fig. 3*c*, che è un'onda le cui alternanze positive sono modulate dal segnale corrispondente al canale sinistro, e le alternanze negative dal segnale corrispondente al canale destro. Per estrarre le informazioni trasmesse da questa portante, la soluzione è semplice e consiste nell'uso di due diodi collegati in senso inverso (v. fig. 4). Il primo, D_1, rivela solo le informazioni corrispondenti alla via sinistra (alternanze positive della portante); il secondo, D_2, reso conduttivo unicamente dalle alternanze negative, rivela solo i segnali della via destra.

Questo modo di rivelazione delle informazioni di bassa frequenza è tuttavia lontano dal raccogliere tutti i consensi, non fosse altro che per la sua incompatibilità riguardo ai segnali monofonici (questi sono in realtà tosati), e per la difficoltà che si ha nel realizzare un filtro efficace, che lasci passare le frequenze fino a 15 kHz, avendo eliminato la portante a 38 kHz.

1.3. - La decodificazione per campionatura.

Per tutte queste ragioni si preferisce usare un rivelatore sincrono il cui elemento principale è costituito da un demodulatore ad anello (fig. 5), comandato dalla portante 38 kHz e commutante alternativamente, durante 1/76000 di secondo, il canale destro e poi il canale sinistro. Questa precisione è necessaria: essa ci indica a qual punto la fase del segnale a 38 kHz ottenuto per duplicazione della frequenza pilota

Fig. 1 - Schema a blocchi di un ricevitore che permette la ricostituzione dei canali sinistro e destro per somma e sottrazione dei canali $S + D$ e $S — D$.

Fig. 2 - Trasformazioni, in ricezione, di un segnale multiplex (*a*), quando è modulato solo il canale destro.

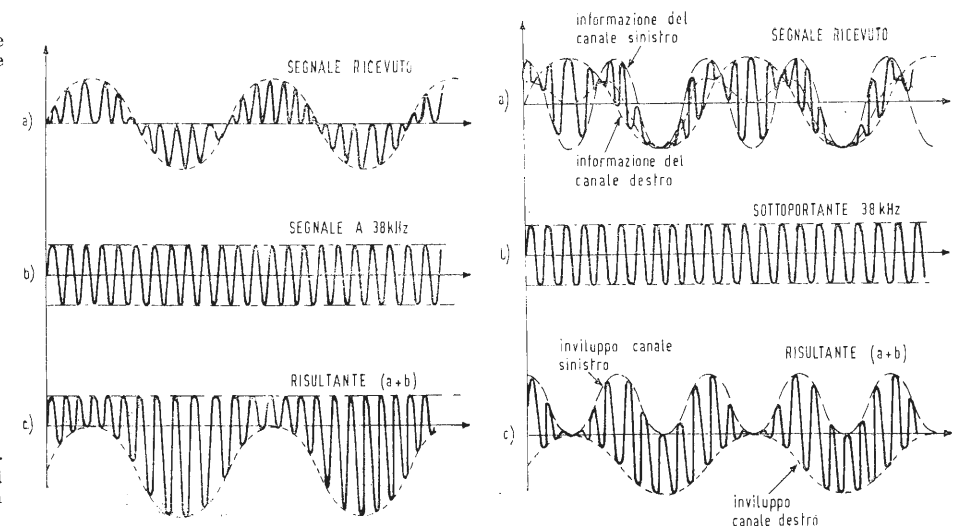



Fig. 3 - Passaggi della trasformazione, in ricezione, del segnale multiplex modulato dai segnali dei due canali sinistro e destro, i primi a frequenza doppia dei secondi.

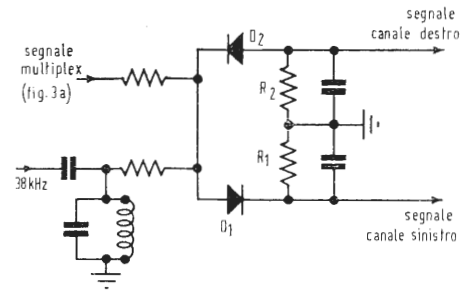



Fig. 4 - Principio della rivelazione delle due curve inviluppo per mezzo di diodi connessi in senso inverso.

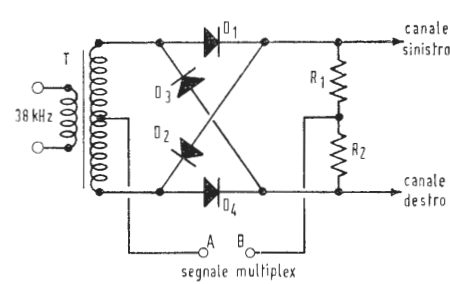



Fig. 5 - Schema di principio di un rivelatore sincrono il cui elemento principale è costituito da un demodulatore ad anello comandato a partire dalla sottoportante a 38 kHz.

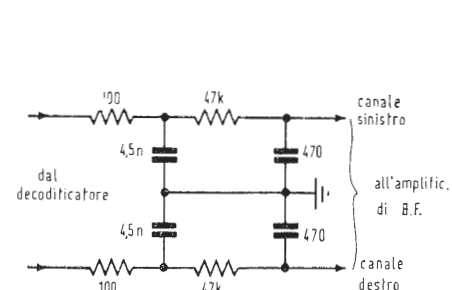



Fig. 7 - Esempio di circuito di disaccentuazione avente costante di tempo 50 μsec.

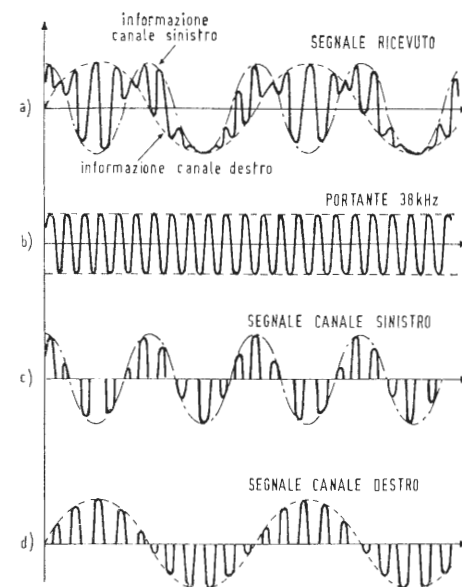



Fig. 6 - Passaggi successivi della demodulazione di un segnale multiplex per mezzo di un rivelatore sincrono.

irradiata dal trasmettitore, sia importante. Infatti, poichè il più piccolo spostamento nel tempo, di quest'ultima, si traduce in uno sbloccaggio fuori tempo dei diodi del demodulatore ad anello, si comprende che le informazioni trasportate dai canali destro e sinistro possono così venir mescolate e dar luogo in tal modo ad una diafonia molto disturbante.

Ciò precisato, esaminiamo un po' più da vicino il demodulatore ad anello il cui funzionamento è in tutto uguale a quello del demodulatore studiato prima. Per cominciare, si ricordi che la portante a 38 kHz, applicata ai terminali dell'avvolgimento primario del trasformatore *T*, non ha altro scopo che bloccare o sbloccare i diodi D_1 e D_4; questi si comportano quindi come semplici interruttori rispetto al segnale multiplex iniettato tra i punti *A* e *B*. Conseguenza pratica: i diodi D_1 e D_2 essendo sbloccati durante le alternanze positive della portante a 38 kHz, il segnale applicato tra *A* e *B* apparirà in tal momento ai terminali di R_1; inversamente, durante le alternanze negative della portante, toccherà ai diodi D_3 e D_4 il turno di essere sbloccati, e questa volta è ai terminali di R_2 che apparirà il segnale iniettato fra *A* e *B*.

Precisiamo tuttavia che, quando si effettua la realizzazione di un simile modulatore, si devono rispettare certi imperativi, come quello che consiste nel realizzare un'inversione di fase, sia della portante, sia del segnale complesso ricevuto, al fine di permettere precisamente la decodificazione delle informazioni di ciascun canale (fig. 6). In queste condizioni il compito del demodulatore ad anello è facile da spiegare. Per fare ciò, supponiamo di applicare tra i terminali *A* e *B* un segnale complesso come quello rappresentato in fig. 6*a*, segnale che porta le informazioni dei canali sinistro e destro. Questo segnale, lo si è visto, non è altro che quello usato per modulare il trasmettitore *MF*. Si constata allora che, durante le alternanze positive della subportante, una corrente si stabilisce effettivamente nella R_1, corrente la cui forma è direttamente influenzata (figura 6) dai valori delle informazioni del canale sinistro contenute nel segnale complesso di fig. 6 *d*.

Inversamente, durante le alternanze negative della sottoportante, è in R_2 che si stabilisce una corrente, che traduce la variazioni d'informazione del canale destro (fig. 6*d*). Si tratta dunque in realtà di una rivelazione per

Fig. 8 - Schema a blocchi di un decodificatore, che permette la ricostituzione dei canali sinistro e destro per rivelazione sincrona.

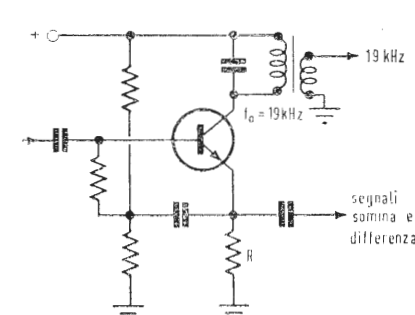



Fig. 9 - Circuito classico usato per la selezione della frequenza pilota.

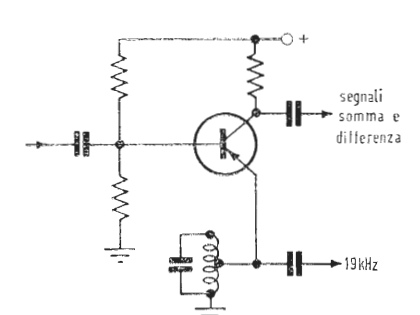



Fig. 10 - Prelievo della frequenza pilota per mezzo di una controreazione selettiva d'emettitore.

campionatura, l'ampiezza dei segnali propri di ciascuna via essendo in effetti definita a intervalli regolari per mezzo della subportante ricostituita. Apparendo, in qualche modo ai capi di R_1 e R_2, le tensioni corrispondenti alle informazioni delle vie sinistra e destra devono ora solo essere integrate per mezzo di un semplice circuito *R*, *C* detto di disaccentuazione (fig. 7) posto tra l'uscita del decodificatore (fig. 8) e il resto del circuito.

Grazie a tale circuito, vengono eliminate le variazioni rapide del segnale e vengono trasmesse solo le variazioni lente riproducenti i segnali di basse frequenza.

2. - FREQUENZA PILOTA E SUB-PORTANTE

Come ci si è potuto render conto, il compito della frequenza pilota è molto importante. Di conseguenza la selezione di quest'ultima deve farsi con la massima cura, al fine di attenuare al massimo le tracce di modulazioni parassite. Una prima possibilità può presentarsi con un circuito come quello rappresentato in fig. 9, dove si dispone in serie, nel circuito di emettitore, un circuito accordato a 19 kHz, mentre gli altri segnali sono disponibili ai terminali della resistenza *R* di emettitore. Un altro metodo, anch'esso molto usato, consiste nell'estrarre la frequenza pilota per mezzo di un circuito di controreazione selettivo, conformemente allo schema di fig. 10. Qualunque sia il metodo adottato — e ce ne sono del resto parecchi altri — il problema consiste poi nel duplicare la frequenza pilota così selezionata al fine di ottenere i 38 kHz indispensabili al buon funzionamento del decodificatore. Il modo più semplice per arrivarci è ancora di fare appello a un transistore funzionante in classe *B* e sottoposto ad un leggero tasso di reazione. Basta allora caricare il circuito di collettore con un'induttanza accordata a 38 kHz per ottenere risultati convenienti. Tuttavia, l'uso della controreazione è soggetto a precauzioni, poichè arrischia d'influenzare la portante a 38 kHz con uno sfasamento generatore di diafonia. Si sfrutta anche, più volontieri, il circuito duplicatore di frequenza a diodi della fig. 12, caratterizzato ad un tempo da un'ottima reiezione della frequenza pilota e dall'assenza di sfasamento.

Ma è venuto il momento di confrontare gli schemi pratici dei decodificatori, ricorrendo (per la ricostituzione dei canali sinistro e destro) sia alla somma e alla sottrazione dei canali $S + D$ e $S - D$, sia, all'opposto, al metodo di rivelazione per campionatura.

3. - SCHEMI PRATICI

Il primo esempio è dato dallo schema della fig. 13. Il segnale multiplex arriva in A, proveniente dal rivelatore a rapporto o dal discriminatore. Qui ha subito luogo una separazione; il segnale somma $S + D$ — che si utilizzerà in seguito — viene separato dall'insieme del segnale multiplex per mezzo di una semplice cellula *RC* (R_{417} — C_{412}): punto *B* sullo schema.

Quanto alla frequenza pilota a 19 kHz e alle bande laterali del segnale $S - D$, esse sono inviate, attraverso R_{401} e C_{401}, sulla base del transistore T_1. Ma, così le frequenze indesiderabili, corrispondenti al segnale $S + D$, vengono applicate contemporaneamente all'entrata di T_1. Si eliminano sottoponendo questo transistore ad una controreazione selettiva: la resistenza di emettitore R_{404} è scarsamente disaccoppiata. Come si è visto precedentemente, la frequenza pilota viene prelevata nel circuito d'emettitore di T_1; la sua

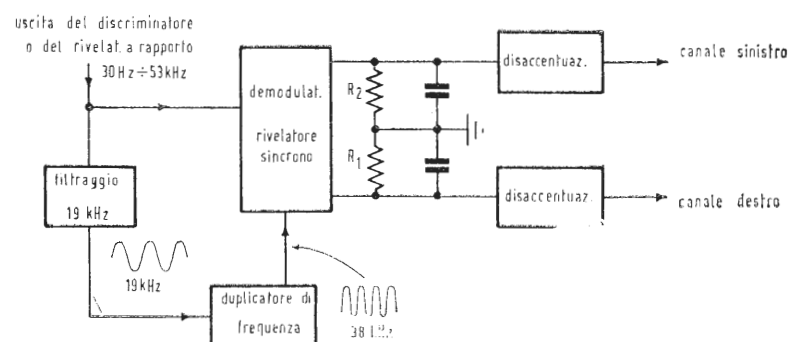
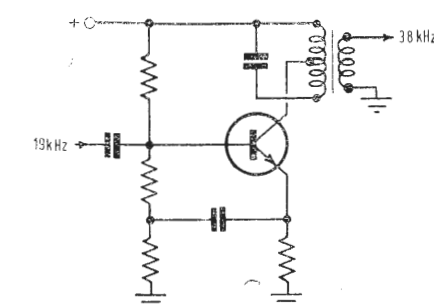



Fig. 11 - Principio dell'ottenimento della subportante 38 kHz per mezzo di uno stadio duplicatore di frequenza.

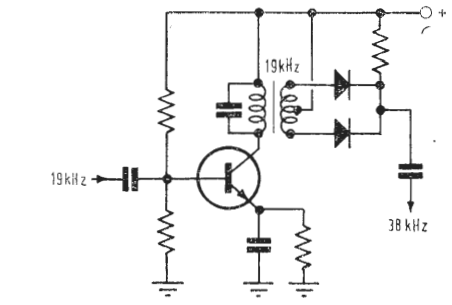



Fig. 12 - Duplicazione della frequenza con circuito a diodi.

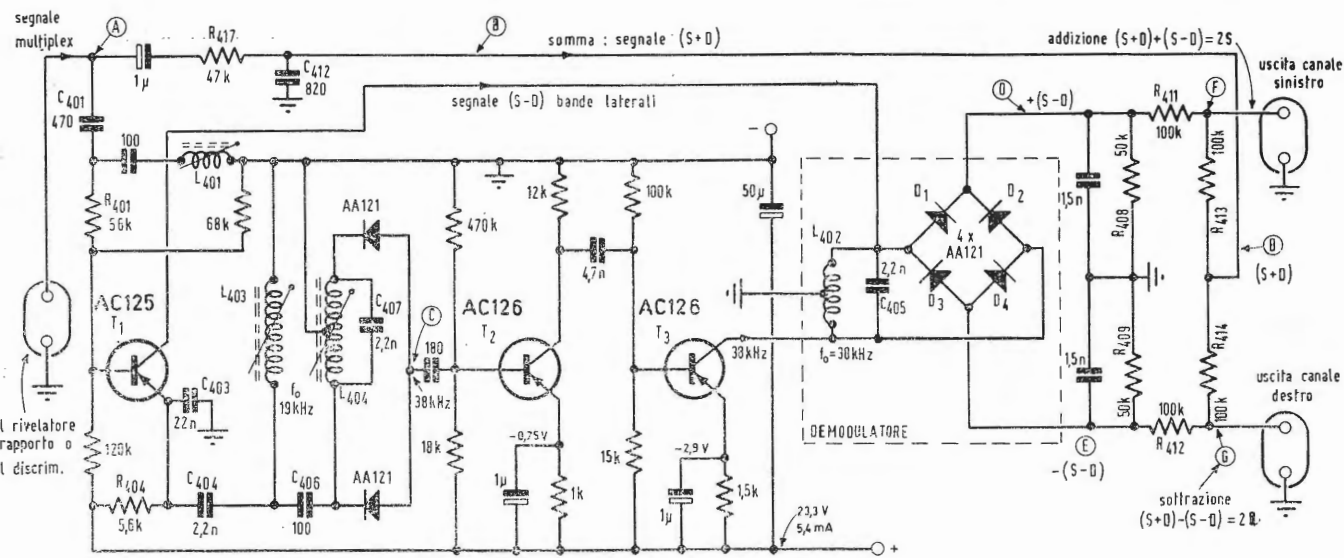



Fig. 13 - Esempio di decodificatore « stereo », che permette la ricostituzione dei canali sinistro e destro per somma e sottrazione dei canali $S + D$ e $S - D$.

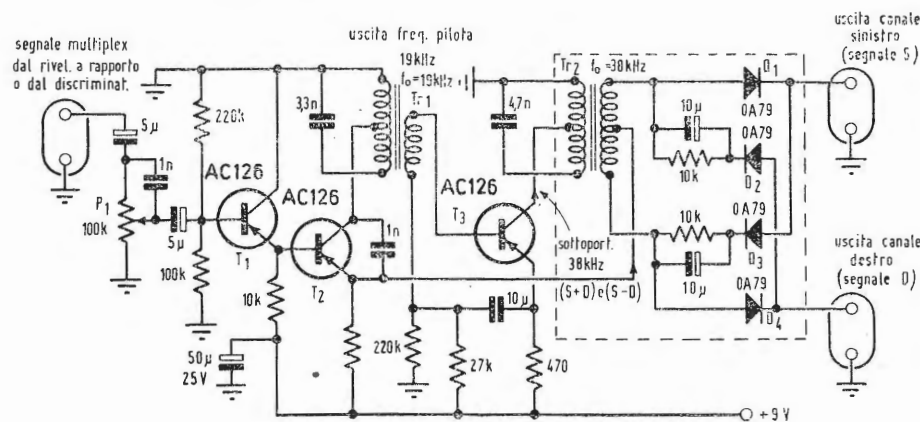



Fig. 14 - Esempio tipico di decodificatore « stereo », che effettua la demodulazione dei segnali multiplex con rivelatore sincrono.

trasmissione allo stadio duplicatore di frequenza a diodo (2XAA121) si effettua per mezzo di un filtro di banda: C_{404}, L_{403}, C_{405}. All'uscita dello stadio (punto *C*) si dispone dunque di nuovo di una subportante 38 kHz. Ma, poichè il suo livello è insufficiente, lo si amplifica con T_2 e T_3 prima di sommarlo alle bande laterali di modulazione del segnale $S - D$. Avendo, in tal modo, ricostituita un'onda modulata in ampiezza, se ne opera la rivelazione (del tipo a doppia semionda) per mezzo dei diodi $D_1 - D_2$ e $D_3 - D_4$; il segnale $S + D$ corrisponde qui alle alternanze positive della sottoportante (e appare ai terminali di R_{408}, punto *D*), e il segnale $-(S - D)$, che corrisponde alle alternanze negative, appare invece ai capi di R_{409} (punto *E*). Per ritrovare le informazioni corrispondenti ai canali destro e sinistro, basta dunque sommare questi segnali a quelli del canale somma $S + D$, il che si fa riunendo i terminali inferiori delle resistenze R_{113} e R_{114} in *B*. In queste condizioni, al punto *F* si ottiene: $S + D + S - D = 2S$ e al punto *G*: $S + D - (S - D) = 2D$. Per i decodificatori, che operano col principio della rivelazione per campionatura, i circuiti impiegati sono lievemente meno complessi, poichè non è necessario separare il canale somma $S + D$ dalle bande laterali di modulazione del segnale $S - D$. Tuttavia, un filtro è indispensabile per raccogliere la frequenza pilota a 19 kHz. Nell'esempio scelto (fig. 14), ciò si ottiene con un circuito accordato a 19 kHz e posto in serie nel circuito del collettore di T_2. Come detto sopra (v. fig. 9), i segnali somma e differenza vengono prelevati nel circuito d'emettitore di T_2. Il primo transistore (T_1) è qui utilizzato solo per alimentare a bassa impedenza il transistore T_2.

Dal secondario del trasformatore T_{r1}, il segnale a 19 kHz raggiunge poi la base del transistore T_3 funzionante da duplicatore di frequenza: T_{r2} è accordato infatti a 38 kHz.

È a questo modo, molto semplice, che si ricostituisce la sottoportante indispensabile al funzionamento del decodificatore, di cui la sezione demodulatrice è indicata entro il rettangolo tratteggiato.

Ritorniamo ai segnali somma e differenza prelevati ai capi della resistenza di emettitore di T_2: si vede che essi pervengono alla presa centrale del trasformatore T_{r2}, dove si sovrappongono alla subportante 38 kHz, dando così origine ad un'onda modulata in ampiezza, la cui rivelazione, del tipo a due semionde, è assicurata dai diodi D_1 e D_4.

Come si noterà, non sono stati presentati i circuiti di disaccentuazione, che conviene inserire fra l'uscita dei canali dei due decodificatori esaminati e l'entrata degli amplificatori, che fanno normalmente loro seguito. Ci si può per questo ispirare allo schema di fig. 7, la cui costante di tempo, prossima a 50 μsec, corrisponde perfettamente alle norme F.C.C. *A*

dott. ing. Antonio Contoni

Sintonizzatore stereo a transistori Heathkit, mod. AJ-43

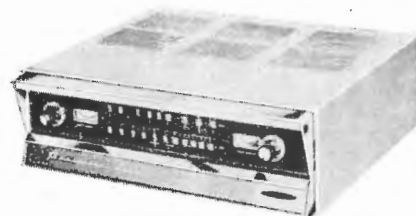



Fig. 1. - Sintonizzatore stereo Mod. AJ-43, Heathkit, completamente a transistori.

Il mod. AJ-43 della Heathkit è un sintonizzatore stereo completamente a transistori per la ricezione di alta qualità di MA, MF e MF stereo. Contiene un'unità di accordo MF premontata e preallineata, la sezione MF e FI, trasformatori pretarati e bobine per le basette dei circuiti MA e multiplex. Queste caratteristiche semplificano grandemente il montaggio e l'allineamento del sintonizzatore.

Sono previsti volani per ottenere una azione di sintonizzazione dolce per un accordo facile e rapido delle stazioni. Tra le caratteristiche circuitali si notano: un circuito di soppressione della MF per eliminare il disturbo fra le stazioni, quando si fa l'accordo nella banda MF; una lampadina che indica la ricezione di un programma stereo; strumenti che indicano l'accordo in MA e in MF, stadi di uscita a trasferitore di emettitore, che provvedono una bassa impedenza di uscita per eliminare ronzio e perdite delle alte frequenze nei cavi di collegamento dei componenti audio.

Con uscita MF stereo, i trasferitori di emettitore funzionano separatamente come stadi di uscita sinistro e destro; in monofonia MA e MF, questi due stadi di uscita sono collegati insieme e forniscono lo stesso segnale alle uscite di entrambi i canali sinistro e destro del sintonizzatore.

Tutti i regolatori sono aggiustati per presentare la massima flessibilità. I controlli di sintonia MA e MF sono collocati ai lati dei quadranti fortemente illuminati degli indicatori di sintonia. I rimanenti controlli sono opportunamente collocati sotto il pannello frontale di regolazione, salvo i regolatori di zero degli strumenti indicatori e il commutatore di regolazione dei 38 kHz, che sono disposti sul retro del telaio. Si sono adottati circuiti completamente separati per le sezioni MA ed MF del sintonizzatore per evitare il rischio di compromettere il funzionamento. Il circuito multiplex è usato solo nella posizione MF del commutatore selettore MA-MF. Nell'alimentatore sono impiegati diodi raddrizzatori al silicio, a motivo della loro lunga durata e del fatto che essi non producono praticamente calore. Il trasformatore di alimentazione schermato elettrostaticamente isola i circuiti del sintonizzatore dalla linea di alimentazione.

Lo schema elettrico è rappresentato in Fig. 2.

1. - CARATTERISTICHE

1.1. - Sezione MA

Campo di accordo: 535 ÷ 1620 kHz (O.M.).
Frequenza intermedia: 455 kHz.
Sensibilità (per rapporto segnale/disturbo 10 dB; misurata ai terminali di antenna con antenna fittizia 200 pF):
7 μV a 600 kHz;
4 μV a 1000 kHz;
3 μV a 1400 kHz.
Antenna incorporata in ferrite; possibilità di applicazione di una antenna esterna e della terra.
Rapporto di immagine: 50 dB a 600 kHz; 70 dB a 1400 kHz.
Soppressione a FI: 55 dB a 600 kHz; 65 dB a 1400 kHz.
Soppressione 10 kHz: 40 dB sotto la tensione di uscita nominale.
Distorsione armonica: minore 2% con entrata 1 mV modulata al 90% a 400 Hz.
Ronzio e rumorosità (del sintonizzatore completo): 30 dB (standard IHFM)
Tensione di uscita: 1 V con entrata 1 mV, modulata al 90% a 400 Hz.
Impedenza di uscita:
normale variabile a 3 kΩ;
ausiliaria variabile a 4 kΩ.

1.2. - Sezione MF

Campo di accordo: 88 ÷ 108 kHz.
Frequenza intermedia: 10,7 MHz.
Sensibilità con silenziamento:
2,5 μV per silenziamento 20 dB (standard IHFM);
3,5 μV per silenziamento 30 dB (standard IHFM);
4 μV per silenziamento totale 40 dB.
Larghezza di banda (del sintonizzatore completo): 300 kHz a — 6 dB con entrata 5 μV.
Larghezza di banda del rivelatore (punta-punta): 400 kHz.
Antenna: entrata bilanciata per antenna esterna 300 Ω; oppure antenna interna di linea.
Rapporto d'immagine: 30 dB (standard IHFM).
Soppressione FI: 75 dB (standard IHFM).
Rapporto di captazione: 7,5 dB (standard IHFM).

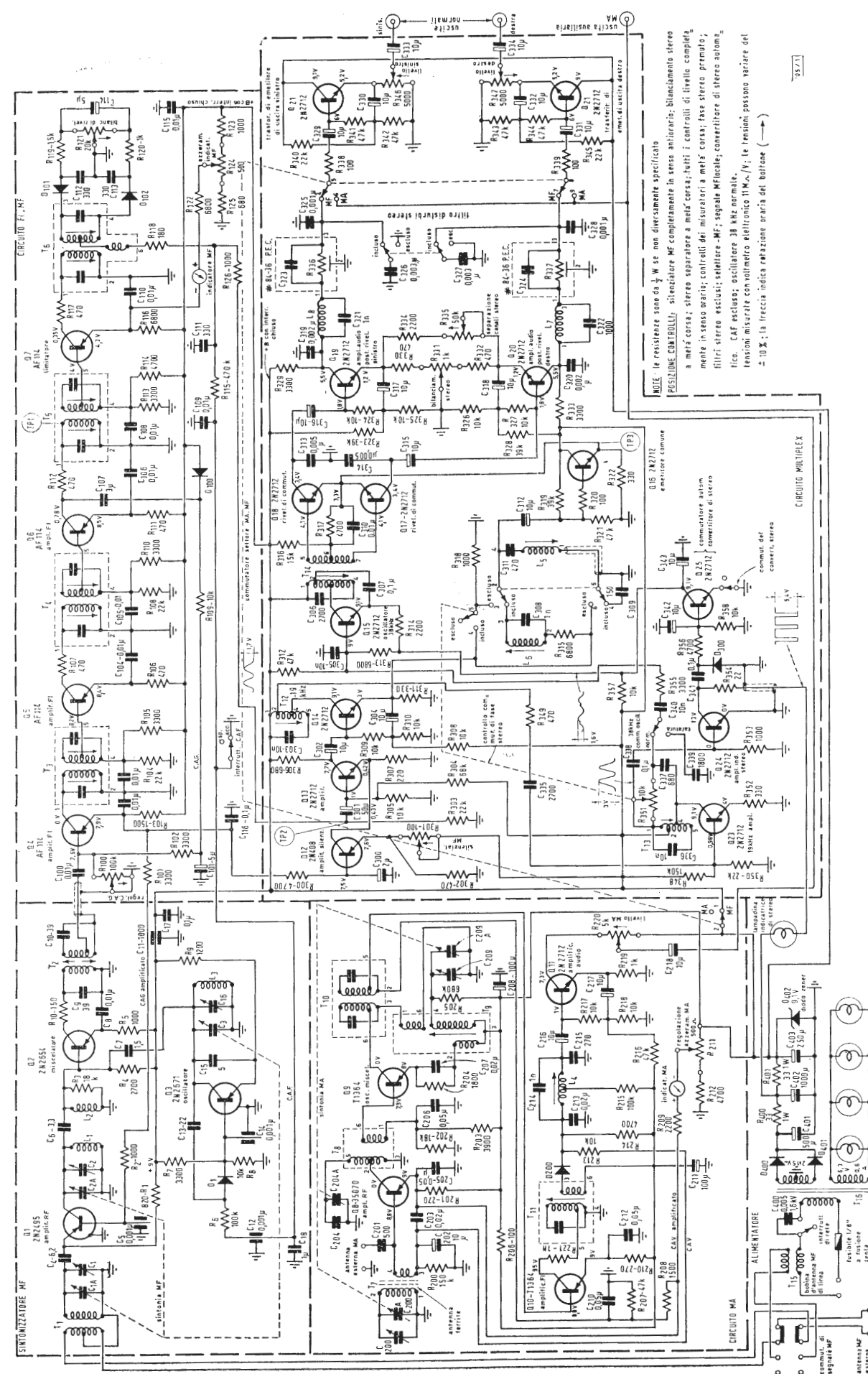



Fig. 2. - Schema elettrico del sintonizzatore stereo Mod. AJ-43, Heathkit.

Tabella 1

Sezione MF stereo	filtro SCA escluso	filtro SCA incluso
Banda passante del convertitore: 50 Hz ÷ 53 kHz.	± 1/4 dB	± 1 dB
Separazione dei canali:		
50 ÷ 2000 Hz;	40 dB	30 dB
10 kHz;	30 dB	20 dB
15 kHz.	20 dB	12 dB.

Soppressione MA: 30 dB (standard IHFM).
Distorsione armonica: minore 1 % (standard IHFM).
Ronzio di rumorosità: 50 dB (standard IHFM).
Tensione di uscita: 0,7 V con entrata 1 mV modulata al 100 % a 400 Hz.
Impedenza di uscita: variabile a 3 kΩ, ciascun canale.

1.3. - Sezione MF Stereo

Lo SCA (= *Subsidiary Communication Authorization*) è un canale musicale commerciale trasmesso su alcune portanti MF (vedi tabella 1).
Soppressione 19 kHz: — 50 dB rispetto alla tensione di uscita nom.
Soppressione 38 kHz: — 45 dB rispetto alla tensione di uscita nom.
Soppressione SCA: 30 dB minimo.
Distorsione armonica minore 1% a 1 kHz.
Tensione di uscita (filtri esclusi): 0,7 V con entrata 1 mV, modulata; al 100 % a 400 Hz.
Impedenza di uscita: variabile a 3 kΩ, ciascun canale.

2. - GENERALITÀ

Transistori usati:
1 - 2N2495 amplificatore MF, RF;
1 - 2N2671 oscillatore MF;
1 - 2N2674 mescolatore MF;
4 - AF114, 3 amplificatori MF, FI e limitatore MF;
1 - 35070 amplificatore MA, RF;
2 - TI364 oscillatore-mescolatore MA e amplificatore FI;
1 - 2N2712 amplificatore audio MA;
1 - 2N408 amplificatore silenziatore MF;
2 - 2N2711 rivelatori di commutazione;
11 - 2N2712 amplificatore multiplex; amplificatore 19kHz e trasferitore di emettitore; amplificatore dell'indicatore stereo; interruttore automatico del + B; oscillatore a 38 kHz; trasferitore di emettitore; amplificatore postrivelatore sinistro e destro e amplificatore audio; trasferitore di emettitore di uscita sinistro e destro.
Comandi sul pannello frontale:
controllo di livello canale sinistro;
controllo di livello canale destro;
controllo di livello MA;
controllo di bilanciamento del convertitore stereo;
controllo di separazione del convertitore stereo;
controllo del silenziamento MF;
controllo e commutatore di fase stereo;
commutatore del filtro di disturbi stereo;
interruttore del filtro SCA stereo;
selettore MA-MF;
commutatore di intensità del segnale MF;
interruttore di esclusione MF;
interruttore di esclusione CAF;
interruttore a pressione acceso-spento;
sintonia MA;
sintonia MF;
lampadina indicatrice di ricezione stereo;
indicatori di accordo MA e MF;
Comandi sul pannello posteriore:
regolatore di zero del misuratore MA;
regolatore di zero del misuratore MF;
commutatore di taratura dell'oscillatore a 38 kHz.
Alimentatore:
a trasformatore e con diodi raddrizzatori al silicio.
Consumo:
220/110 V c.a., 50 ÷ 60 Hz.
Dimensioni:
totali: 40 cm × 13 cm × 36 cm (profondità);
pannello di montaggio: 108 mm × 368 mm × 334 mm (profondità).
Peso netto: 6,5 kg circa.
Peso lordo: 8,1 kg circa.
Le caratteristiche sopra riportate corrispondono al funzionamento di una unità media di produzione. Si possono verificare piccole variazioni delle caratteristiche stesse, ma tali variazioni sono mantenute minime con l'uso di basette a circuiti stampati e di componenti di alta qualità. Per questi due fattori, e per un progetto di circuiti stabili, queste normali variazioni possono essere trascurate dal punto di vista del funzionamento.

Le notizie contenute in questo articolo ci sono state gentilmente fornite dalla Larir-International S.p.A.

(a cura del dott. ing. A. Contoni)

Preamplificatori a transistori stereo e monofonici

Fig. 1. - Vista del preamplificatore M 61 e del suo alimentatore Shure.

1. - PREAMPLIFICATORI STEREOFONICI A TRANSISTORI MOD. M61-SHURE

1.1. - Generalità

I preamplificatori a transistori della serie M61 della Casa Shure sono previsti per fornire il guadagno di tensione e la necessaria equalizzazione per l'uso con capsule fonografiche magnetiche (ad es. le cartucce Shure-Dynetic) e con testine di riproduzione da nastro, in unione coi normali amplificatori audio. Uno dei principali usi dell'M61 è la conversione, in complessi stereo, da cartucce fonografiche ceramiche a cartucce magnetiche.

L'M61 può pure essere usato senza modifiche circuitali come preamplificatore per microfono.

Il mod. M61-1 funziona a 105 ÷ 125 V, 50 ÷ 60 Hz,
il Mod. M61-2 funziona a 210 ÷ 240 V, 50 ÷ 60 Hz,
il Mod. M61-3 funziona a pile.

I preamplificatori mod. M61 presentano un unico commutatore a cursore per la scelta del programma: fono (RIAA), nastro (NAB), microfono (MIC).

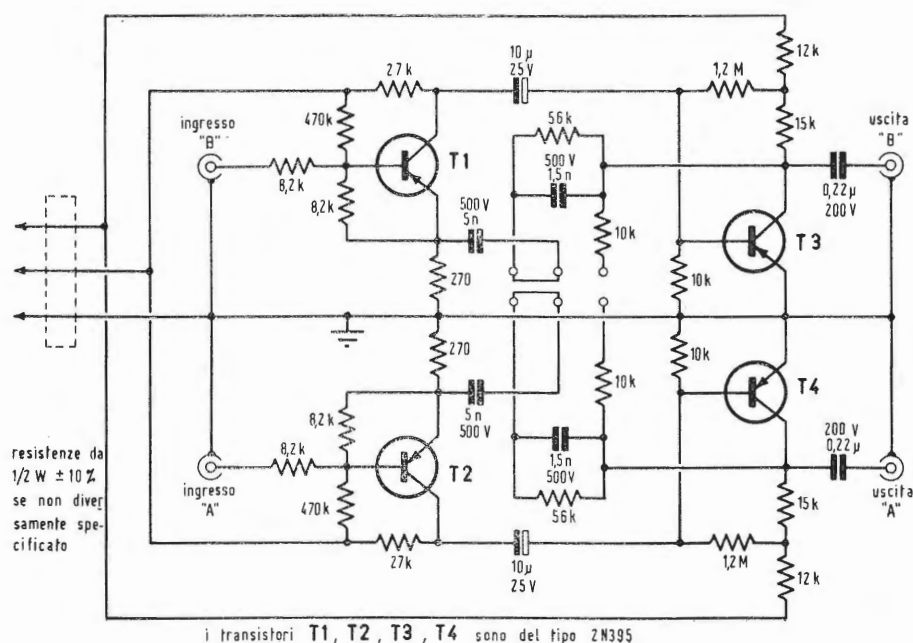
La posizione RIAA fornisce l'equalizzazione standard per i dischi fonografici; la posizione NAB fornisce l'equalizzazione standard per i nastri magnetici e la posizione MIC corrisponde all'amplificazione lineare per i microfoni.

Il preamplificatore è fornito di prese a spina doppie di entrata e di uscita, adatte per le spine a innesto (jack) normalizzate.

L'impedenza di entrata è la più conveniente per le capsule fonografiche Dynetic e magnetiche, per le testine dei registratori a nastro e per microfoni a bassa o media impedenza.

1.2. - Caratteristiche tecniche

Lo schema elettrico del preamplificatore stereo M61-Shure è rappresentato in Fig. 2. La Fig. 3 rappresenta gli schemi degli alimentatori: *a*) per alimentazione c.a. da 105 a 125 V; *b*) per alimentazione in c.a. da 210 a 240 V; *c*) per alimentazione a batteria.

Guadagno:
Fono-RIAA, 45 dB (un'entrata di 5 mV fornisce l'uscita di 0,88 V);
Nastro-NAB, 40 dB (un'entrata di 2 mV fornisce l'uscita di 0,2 V);
Microfono-MIC, 60 dB (un'entrata di 2 mV fornisce l'uscita di 2 V).

Risposta in frequenza ed equalizzazioni:
Fono, equalizzazione normalizzata RIAA;
Nastro, equalizzazione normalizzata NAB;
Micro, risposta uniforme ± 3 dB da 20 Hz a 15 kHz.

Impedenza di entrata:
Fono a nastro, 50 kΩ circa a 1 kHz;
Micro, 20 kΩ circa a 1 kHz.

Impedenza di uscita:
bassa, minore di 1 kΩ a 10 kHz per funzionamento in fono e nastro.

Separazione fra i canali, migliore di 50 dB a 1 kHz.

Bilanciamento dei canali, 2 dB a 1kHz per funzionamento in fono e nastro.

Ronzio e rumorosità, 50 dB sotto l'uscita nominale.

Distorsione minore dell'1%, misurata a 1 V di uscita.

Livello di uscita tosata maggiore di 5 V a 1 kHz.

Alimentatori:
1) 105 ÷ 125 V c.a. incorporato nel mod. M61-1;
2) 210 ÷ 240 V c.a. incorporato nel mod. M61-2 e disponibile separatamente come mod. PS220;
3) batteria (tipo Burgess K20 o Eveready tipo 430) con autonomia di circa 170 ore di funzionamento.

Dimensioni totali del preamplificatore e dell'alimentatore:
lunghezza (profondità) 133,4 mm; larghezza 62 mm; il preamplificatore ha spine a innesto sporgenti di altri 13 mm; altezza 59 mm compreso il cursore del commutatore.

Peso netto (M61-1) 567 g; imballato 1,14 kg.

1.3. - Installazione

I preamplificatori M61 e l'alimentatore possono essere montati sopra un telaio di amplificatore o in un mobile, usando le viti a legno o le viti per metallo fornite con gli apparecchi stessi. L'amplificatore può essere montato in qualsiasi posizione per funzionamento normale, ma deve essere collocato lontano da motori o da altre fonti di ronzio, se si vogliono ottenere i migliori risultati.

Osservazione: l'uso del preamplificatore stereo mod. M61 in unione con amplificatori di tipo senza trasformatore di alimentazione (c.a. e c.c.) è pericoloso. Bisogna usare un opportuno trasformatore di isolamento fra la linea di alimentazione e il preamplificatore.

Connessioni e predisposizioni:
a) disporre il commutatore di programma per la funzione desiderata;
b) per la posizione RIAA-Fono, collegare i fili del segnale della cartuccia fonografica alle prese segnate « *IN* » ai canali « *A* » e « *B* ».

Per la posizione « Microfono » (*MIC*), usare due distinti microfoni e collegare il cavetto di un microfono alla presa segnata « *IN* » del canale « *A* ». Il cavetto dell'altro microfono deve essere collegato alla presa segnata « *IN* » del canale « *B* ». Per funzionamento con un solo microfono, collegarsi a uno qualunque dei canali « *A* » e « *B* ».

Si faccia attenzione alle informazioni contenute nelle istruzioni della testina fonografica, della testina del registratore a nastro, o del microfono,

Fig. 2. - Schema elettrico del preamplificatore stereo Shure mod. M61.

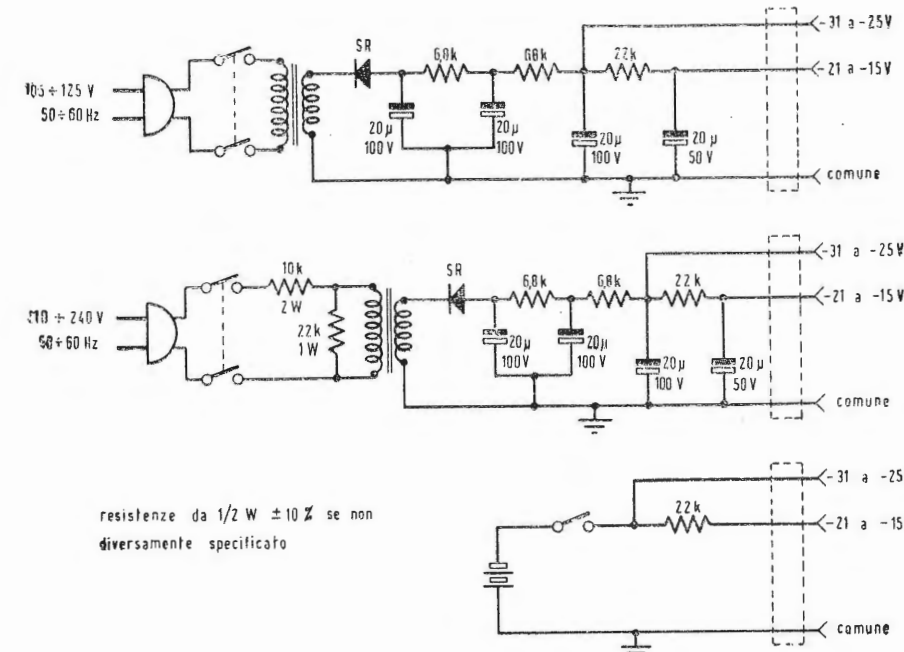



Fig. 3. - Schemi elettrici degli alimentatori per il mod. M61.

relativamente alle loro connessioni, fasature e messe a terra;

c) Collegare le prese segnate « *OUT* » (uscita) dei canali *A* e *B* alle corrispondenti prese dell'amplificatore di potenza. Se è necessario mettere a terra il telaio del mod. M61, si deve collegare un filo a una delle viti, che fissa la piastra inferiore al telaio;

d) Se funziona in c.a., inserire la spina dell'alimentazione dell'M61 in una presa di alimentazione, preferibilmente una controllata dall'interruttore « acceso-spento » dell'amplificatore di potenza. Assicurarsi che l'interruttore dell'alimentazione del preamplificatore sia in posizione « *ON* » Se si usa l'alimentazione a batteria, l'alimentatore è provvisto di interruttore « acceso-spento ».

2. - PREAMPLIFICATORE A TRANSISTORI MONOFONICO PER FONORIVELATORI MAGNETICI SGS - FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORP.

2.1. - Introduzione

L'uso dei transistori al silicio per alta frequenza di uso commerciale in un preamplificatore porta diversi importanti vantaggi, in particolare la completa eliminazione del ronzio, una durata di vita indefinita, un consumo estremamente basso ed una eccellente prestazione di alta fedeltà.

Questo preamplificatore, che impiega transistori del commercio planari 2N1984 è stato progettato e costruito dalla Applications Section della Fairchild Semiconductor Corporation. È previsto da usare in unione con giradischi provvisti di fonorivelatore magnetico. È realizzata solo l'equalizzazione RIAA, dato che è la più diffusa. Si sono introdotti i regolatori dei bassi, degli acuti e dell'intensità sonora per soddisfare alle preferenze dei singoli ascoltatori.

2.2. - Descrizione del circuito

Il preamplificatore indicato in Fig. 4 impiega 5 transistori a medio β più un transistore ad alto β all'ingresso, per assicurare una minima rumorosità. Le polarizzazioni sono del tipo a tensione continua, che è particolarmente utile nei circuiti commerciali per la sua semplicità e per il suo basso consumo. Il sistema di polarizzazione non presenta difficoltà circa la corrente di dispersione collettore-base, poichè questa è trascurabile nei transistori al silicio. L'impedenza di carico per una capsula magnetica deve essere alta (un valore caratteristico raccomandato per l'impedenza di carico è 47 kΩ) e ciò è stato ottenuto applicando la reazione negativa alla resistenza di emettitore non by-passata del transistore di ingresso T_1. Si può dimostrare che a 1 kHz l'impedenza di entrata di T_1

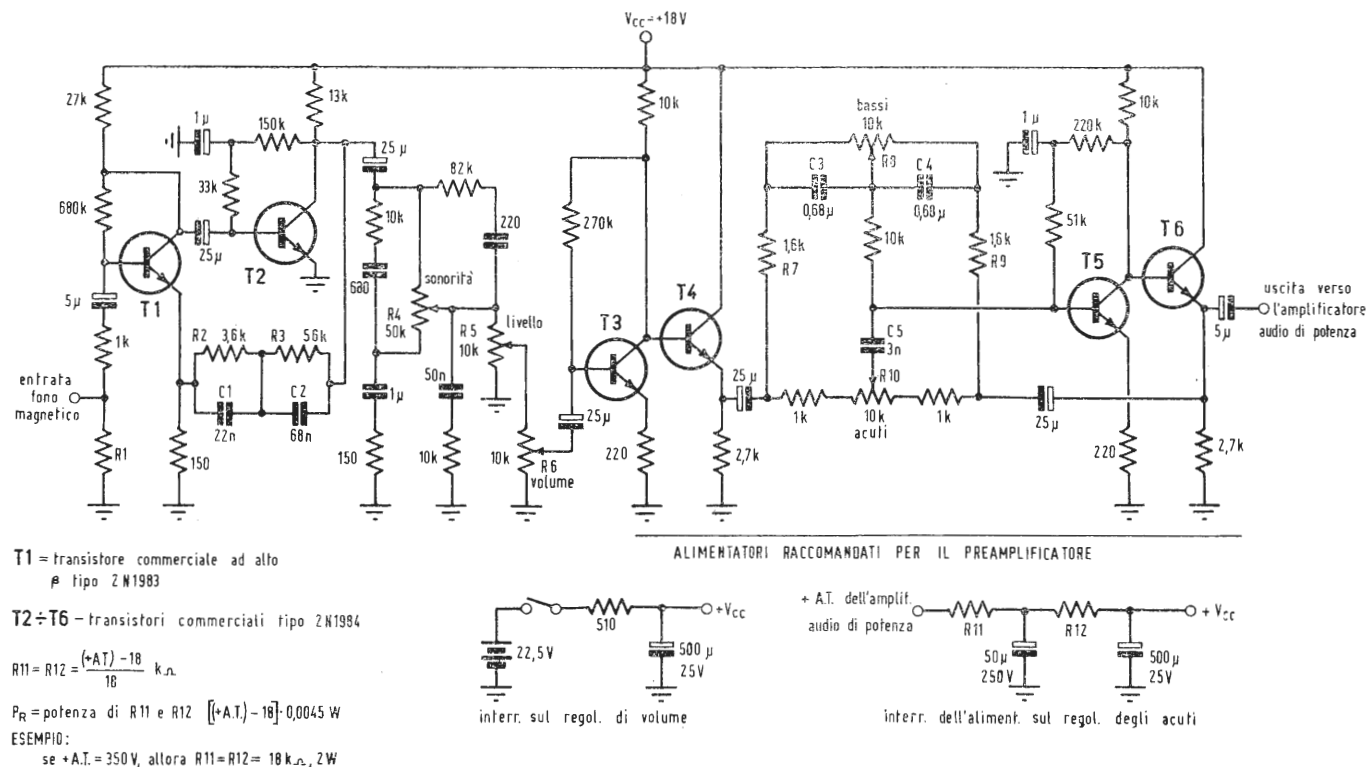



Fig. 4. - Schema elettrico del preamplificatore Fairchild.

Fig. 5. - Curve di regolazione dei toni del preamplificatore Fairchild

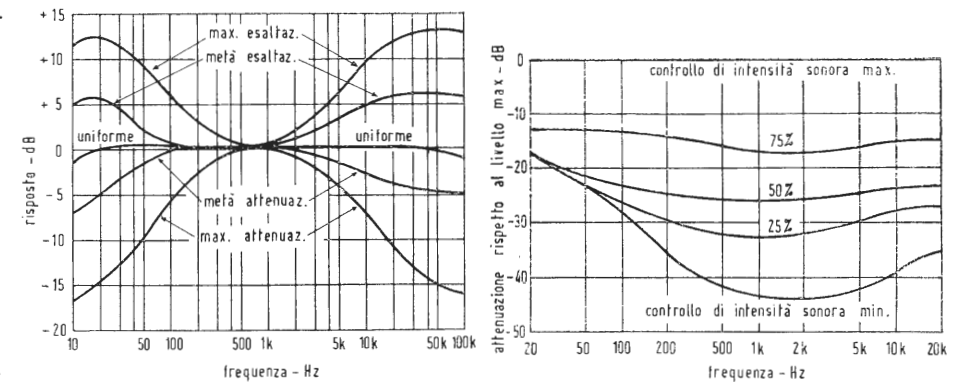



Fig. 6. - Profili del controllo di intensità sonora.

è circa 250 kΩ, se i guadagni di corrente di T_1 e T_2 sono rispettivamente 75 e 40. Anche considerando l'effetto derivatore della resistenza di polarizzazione di 0,68 MΩ di T_1, il valore corretto della resistenza di carico di entrata, R_1, è dato dall'espressione:

$$R_1 = \frac{180 \cdot 10^3 \cdot R_c}{180 \cdot 10^3 - R_c} \text{ ohm}$$

dove R_c è l'impedenza raccomandata di carico della cartuccia fono.

Per una normale cartuccia $R_c = 47$ kΩ e $R_1 = 62$ kΩ.

L'equalizzazione normalizzata RIAA si ottiene con la reazione negativa fra il collettore di T_2 e l'emettitore di T_1, attraverso la rete selettiva in frequenza composta da R_2, R_3, C_1 e C_2.

Il segnale di uscita di T_2 è applicato al circuito di compensazione della sonorità (loudness). Il controllo di intensità R_4 trasmette tutte le frequenze audio egualmente nella posizione di tutto ruotato in senso orario; ma spostando il suo cursore in senso antiorario le frequenze alte e basse vengono attenuate meno delle frequenze centrali, il che compensa la ridotta sensibilità dell'orecchio alle alte e basse frequenze ai bassi livelli di ascolto. Se non si desidera la compensazione di sonorità (a profilo), si disponga il regolatore R_4 al max. e si usi il regolatore di volume R_6 per regolare il livello sonoro.

Il controllo di livello R_5 regola il guadagno del preamplificatore per compensare la differenza di uscita delle varie capsule fonografiche. T_3 è un amplificatore di tensione, che alimenta il trasferitore di emettitore T_4, costituente un generatore di tensione per la sezione bassi-acuti del preamplificatore. I controlli di tono bassi e acuti sono del tipo a reazione. Il guadagno di tensione fra l'emettitore di T_4 e l'uscita (emettitore di T_6) dipende dal rapporto delle impedenze dei circuiti di reazione fra la base di T_5 e gli emettitori di T_6 e T_4. A 1 kHz, dove non si desidera esaltazione o attenuazione, questo rapporto è dato da R_7/R_9 e il guadagno di tensione è uguale a 1. Alle frequenze basse le reattanze di C_3 e C_4 aumentano, rendendo possibile al controllo dei bassi R_8 di modificare questo rapporto di impedenze, provocando l'esaltazione e l'attenuazione dei bassi. T_5 fornisce il necessario guadagno di tensione per questo tipo di circuito. T_6 è un generatore di bassa impedenza per la rete di reazione bassi-acuti e per l'uscita del preamplificatore.

2.3. - Caratteristiche

La risposta rilevata della sezione di equalizzazione del preamplificatore è entro 1 dB dalla curva ideale RIAA.

I regolatori bassi-acuti forniscono una esaltazione e un'attenuazione massima di 10 dB a 50 Hz e a 10 kHz. Nella posizione di risposta uniforme dei controlli di tono, l'uscita è contenuta entro 1,5 dB da 10 Hz a 100 kHz, come indica la Fig. 5.

La risposta del regolatore di intensità sonora segue il profilo generale della risposta di uguale sensazione sonora di Fletcher-Munson dell'orecchio ai vari livelli di ascolto. Queste curve sono rappresentate in Fig. 6.

L'uscita totale di rumore efficace (misurata da 5 Hz a 500 kHz), col controllo di livello regolato per un fonorivelatore con uscita 10 mV, coi regolatori di volume e di intensità sonora al massimo e coi controlli dei toni in posizione di risposta piatta, è — 55 dB sotto 1 V_{eff}. La maggior parte di questa rumorosità è nella zona delle frequenze molto basse, a motivo sia dell'esaltazione dei bassi dovuta alla caratteristica RIAA alle basse frequenze, sia alla caratteristica di rumore alle frequenze basse ($1/f$) dei dispositivi semiconduttori ed è perciò non disturbante anche con cartucce aventi uscita molto bassa. Con un'opportuna schermatura, naturalmente, non c'è ronzio all'uscita del preamplificatore.

Il consumo di potenza è 0,16 W con una corrente totale di 9 mA. *A*

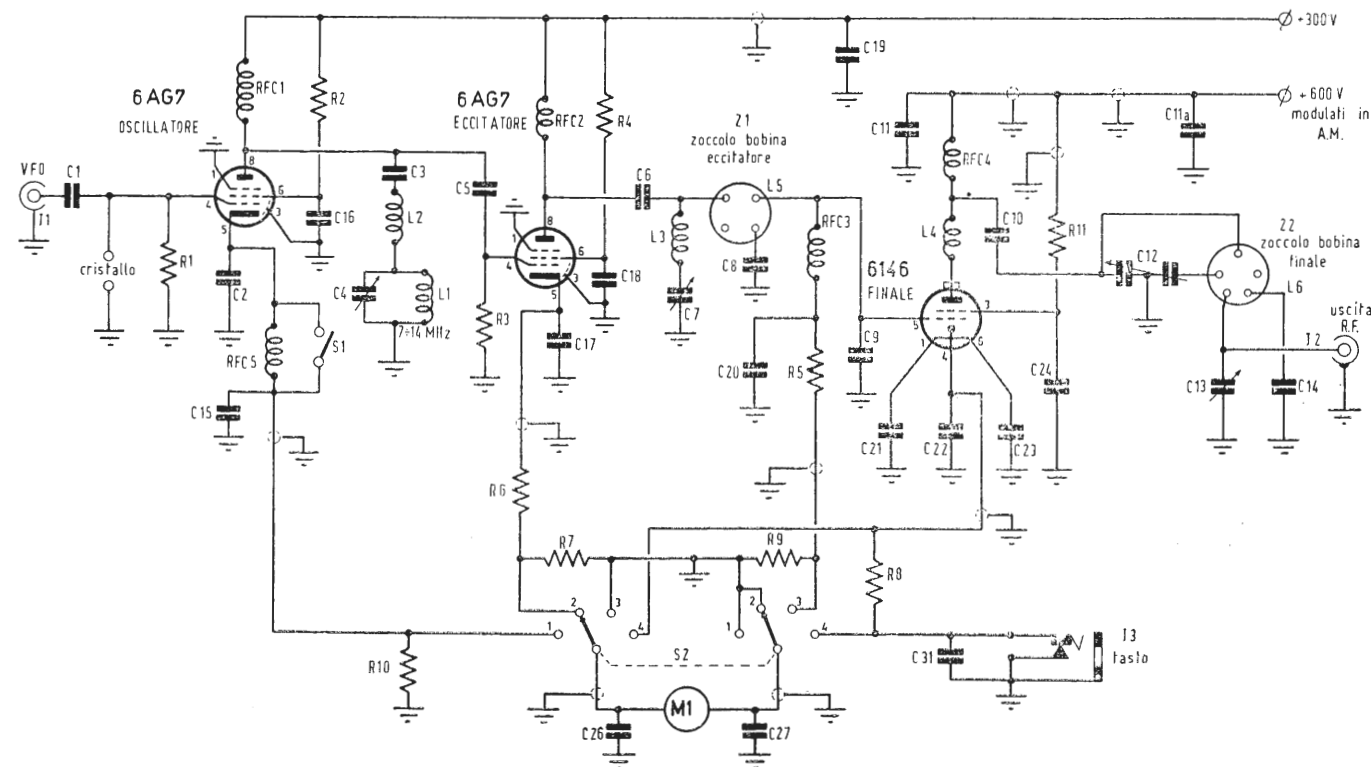



Fig. 1/0798

1/0798 - *Radio TV Cavallini*.

D. Desidera, oltre lo schema di un ricevitore già descritto, lo schema di un TX destinato a coprire le gamme radiantistiche.

R. In fig. 1 è riportato lo schema di un interessante TX adatto a coprire le gamme dei 3,5, 7, 14, 21 e 28 MHz che può essere controllato a cristallo oppure tramite un VFO. In fig. 2 è rappresentato il circuito elettrico adatto per ottenere una tensione di 300 V con 50 mA per il funzionamento degli stadi oscillatore ed eccitatore, in fig. 3 si vede il circuito di alimentazione dei filamenti, in fig. 4 i collegamenti agli zoccoli delle bobine dello stadio eccitatore e finale, ed in fig. 5, la disposizione dei componenti nel telaio del trasmettitore visti di sotto.

Sono state usate delle bobine intercambiabili allo scopo di non ripiegare su dei commutatori di dubbia efficienza. Nella tabella che segue riportiamo pertanto tutti i dati relativi la costruzione di tale induttanze.

Il valore dei vari componenti è il seguente: $C_1 = C_3 = C_5 = C_6 = 470$ pF mica; $C_2 = 150$ pF mica; $C_4 = C_7 = 140$ pF variabile; $C_8 = C_9 = 100$ pF mica argentata; $C_{10} = 1000$ pF mica, 1200 V lavoro; $C_{11} = 470$ pF mica, 1200 V lavoro; $C_{12} = 100$ pF per sezione-variabile, spaziatura per 1000 V lavoro; $C_{13} = 325$ pF variabile; $C_{14} = 470$ pF mica argentata; da C_{15} a C_{31} compreso = 1000 pF ceramica a pastiglia. $R_1 = R_3 = 47.000\ \Omega$, 1/2 W; $R_2 = 47.000\ \Omega$, 1 W; $R_4 = 15.000\ \Omega$, 1 W; $R_5 = 27.000\ \Omega$, 1 W; $R_6 = 150\ \Omega$, 1/2 W; R_7 = Shunt per 50 mA f.s. sullo strumento; R_8 = Shunt per 250 mA f.s. sullo strumento (i valori di R_7 e R_8 dovranno essere trovati sperimentalmente in relazione al tipo di strumento usato); $R_9 = R_{10} = 100\ \Omega$, 1/2 W; $R_{11} = 35.000\ \Omega$, 3 W (per tensione di alimentazione 600 V. Se tale tensione è inferiore, dovendo essere le due 6AG7 alimentate sempre a 300 V, il valore di R_{11} dovrà essere ritoccato in modo da ottenere tali condizioni). M_1 = milliampero metro c.c. 25 mA f.s. S_1 = interruttore rotativo; S_2 = commutatore a 2 vie 4 posizioni (di ottima costruzione ed in modo che durante la rotazione le spazzole non cortocircuitino fra loro i vari contatti). $RFC_{1,2,3,4,5}$ = impedenza d'arresto a RF 2,5 mH. Il tipo originale è stato realizzato su un telaio di 500 × 75 × 100 millimetri e tutti i componenti, ad esclusione delle valvole e delle bobine, che sono state fissate posteriormente in posizione orizzontale, è contenuto nell'interno della scatola allo scopo di ottenere il massimo effetto schermante, in modo da ridurre le irradiazioni della radio frequenza.

Se richieste, invieremo, o pubblicheremo, la descrizione del funzionamento del circuito e le norme della messa a punto non essendoci possibile farlo in questa rubrica a causa del limitato spazio a nostra disposizione.

(*P. Soati*)

Fig. 2/0798

Fig. 3/0.98

a colloquio coi lettori

	$F \neq$ MHz	⃠ filo [mm]	Tipo di filo	Spire [n°]	Supporto	Lungh. avvolg. [mm]	Induttanza [μH]	Note
L1	7–14	0,65	rame smalt.	13	ceram. ⃠ 25 mm	25	—	Bobina oscillatore
L2	—	0,25	rame smalt.	16	resist. 1 MΩ ½ W	spire affiancate	—	Bobina arresto oscillatore parassita
L3	—	1,6	rame smalt.	6	autosupportata ⃠ 8 mm	25	—	Bobina arresto oscillatore parassita
L4	—	1	rame smalt.	8	autosupportata ⃠ 6 mm	16	—	Bobina arresto oscillatore parassita
L5	3,5–4 7 14 21 28	0,4 0,65 1 1 1	rame smalt. rame smalt. rame arg. rame arg. rame arg.	42 25 10 5 3 ½	ceram. ⃠ 35 mm ceram. ⃠ 35 mm ceram. ⃠ 35 mm ceram. ⃠ 35 mm ceram. ⃠ 35 mm	37 31 25 12 9	48 18,4 3,5 1,34 0,86	Bobine stadio eccitatore (Il supporto è fissato su uno zoccolo per valvole di vecchio tipo a 4 piedini)
L6	3,5–3,75 3,75–4 7 14 21 28	1 0,65 1 1 1,2 1,2	rame arg. rame smalt. rame arg. rame arg. rame arg. rame arg.	23 25 17 10 6 4	ceram. ⃠ 35 mm ceram. ⃠ 35 mm ceram. ⃠ 35 mm ceram. ⃠ 35 mm ceram. ⃠ 35 mm ceram. ⃠ 35 mm	36 31 35 31 30 20	14,5 18,7 8,3 3,25 1,36 0,84	Bobine stadio amplificatore finale. (Il supporto è fissato su uno zoccolo per valvole di vecchio tipo a 5 piedini)

Fig. 4/0798

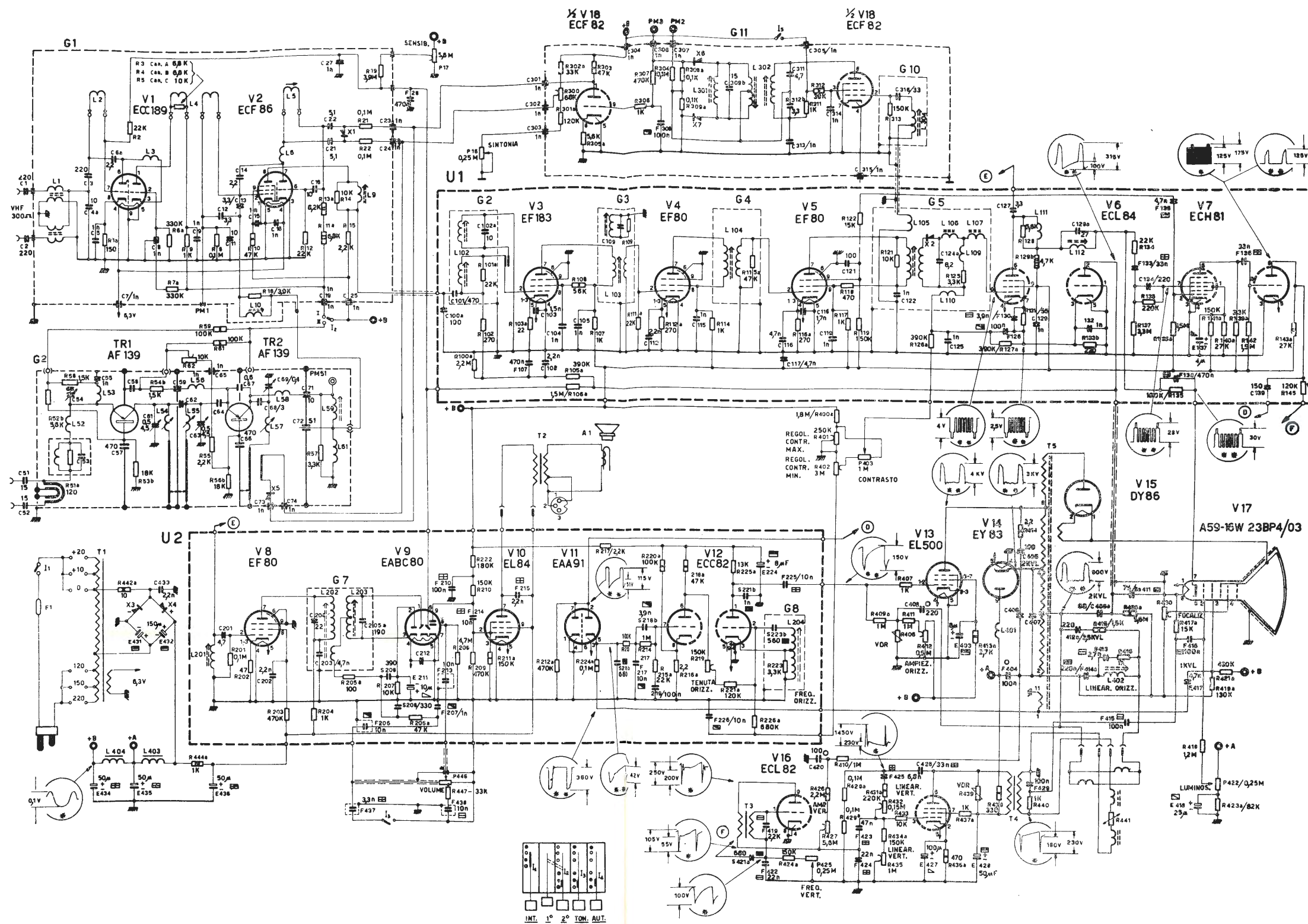
Fig. 5/0798

Schema elettrico del radioricevitore Sinudyne mod. 482 - 1482

archivio schemi

TELEVISORE

SIEMENS

Mod. 2364

COMPONENTI CIRCUITO	SIMB.	TOLLERANZE		TENSIONI VIVE					
		SIMBOLO	+ PERCENT. –	VOLT	SIMB.	VOLT	SIMB.	VOLT	SIMB.
CONDENSATORE CERAMICO	C			25		350		630	O
" " ELETTROL.	E			50		400		1000	●
" " MICA	M	—	20	100		500			
" " CARTA	F	a	10	125		RESISTEN. (Carico e simbolo)		½ W	
" " STIROFLEX	S	b	5	150				1 W	
POTENZIOMETRO	P	c	2	250				2 W	
RESISTENZA (a filo)	R (R)	—	—	300				3 W	
TRASFORMATORE	T								
VALVOLA	V								

Schema elettrico del ricetore di TV SIEMENS mod. 2364